ANNO I • NUM. 5
MAGGIO 1946
ELETTRONICA
IN QUESTO NUMERO
• L'AMPLIFICATORE "MU"
• IL PROBLEMA ACUSTICO DELLE SALE DI AUDIZIONE
• MISURA ELETTRICA DI GRANDEZZE MECCANICHE
• SUPERETERODINA TASCABILE "EMERSON"
• TRASMETTITORE DA 25 W
Nella Rassegna della Stampa Elettronica
• I "RADAR" - PROGRESSI DELLE TELECOMUNICAZIONI - VOLTMETRO-OHMMETRO ELETTRONICO
oltre a numerosi
• NOTIZIARI DEL R.C.P. COMMERCIALI, ECC.
RIPRODUZIONE PERFETTA con microfoni CGE
CGE
Bonetto
ORGANO UFFICIALE DEL RADIO CLUB PIEMONTE

**ANNO I**
**NUM. 5**

**MAGGIO**
**1946**

**RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA**

**Organo Ufficiale del «Radio Club Piemonte»**

Direttore Tecnico: ING. PROF. G. DILDA

CONSIGLIO TECNICO DI REDAZIONE: Ing. N. Aliotti, R. Bertagnoli, Ing. S. Bertolotti, Dott. M. Bigliani, Prof. Ing. M. Boella, Ing. C. Caveglia, Ing. E. Cristofaro, Ing. C. Egidi, Ing. C. Federspiel, Prof. Ing. A. Ferrari Toniolo, Ing. I. Filippa, Ing. M. Gilardini, Ing. G. Gramaglia, Dott. G. Gregoretti, Dott. N. La Barbera, Ing. M. Lo Piparo, Ing. G. B. Madella, Ing. A. Marullo, Prof. Ing. A. Pinciroli, Dott. O. Sappa, Ing. E. Severini, Ing. G. Torzo, Ing. R. Vaudetti, Arch. E. Venturelli, Ing. G. Vercellini, Ing. G. Villa, Ing. G. Zanarini.

Direttore Responsabile: P. G. PORTINO


## SOMMARIO




**REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Corso Oporto 46 . Telefono 42.514** (Sede provvisoria)

Conto Corrente Postale n. 2/30126 - Autorizzazione P. 325 A.P.B.

Un numero in Italia L. 75 (arretrato L. 125); all'Estero L. 150 (arretrato L. 250)

**ABBONAMENTI:** Annuo in Italia L. 800; all'Estero L. 1600; Semestre in Italia L. 425: all'Estero L. 850

# NOTIZIARIO DEL RADIO CLUB PIEMONTE

## La radio "servizio pubblico"

*Gli eventi che nascono e che per le loro peculiarità entrano a far parte della vita sociale, si evolvono e assumono quell'importanza che serve a renderli necessari alle abitudini giornaliere dell'uomo.*

*Volgendo uno sguardo panoramico alla vita di un popolo vediamo attorno a noi esempi che confermano quest'asserzione. Le ferrovie: chi potrebbe oggi pensare ad una nazione senza tale mezzo? esse sono diventate indispensabili, così il servizio di distribuzione dell'acqua potabile, del gas, della luce elettrica, ecc.*

*Eventi tutti che nati dalla mente di un Genio, parevano in un giorno nemmeno troppo lontano utopie, ma ben sappiamo che nel mondo scientifico industriale attuale quel che oggi può parere utopia è immediata realtà di domani; realtà che vanno ad arricchire il bagaglio delle conquiste umane che entrano a far parte della vita stessa dell'uomo, e ne diventano strumenti indispensabili tant'è che vengono definiti «servizi pubblici» e come tali godono di speciali guarentigie.*

*La radio nata nel 1895 nella mente di un giovane che è espressione del genio italiano, in pochi decenni ha fatto tale progresso quale forse nessuna altra scoperta.*

*Dopo aver superato i primi eperimenti di laboratorio, direi quasi di slancio, è entrata nella necessità del vivere sociale con un carattere umanitario di una grandiosità senza pari. Quante vite salvate quanti dolori risparmiati da quei brevi segnali rincorrentesi nell'etere. Chi scrive ebbe l'avventura di captare un S.O.S. lanciato da una nave a ben 5000 chilometri di distanza, e pur sapendo di nulla poter fare, visse la tragedia di quegli uomini e mai come in quel momento sentì l'umanità di questa scienza così squisitamente umana, e forse da allora nacque il suo amore per la Radio. La Radio è la prima scienza che non conosce ostacoli o frontiere, ed è sulla via di questa scienza che il mondo cammina. Tralasciando di esaminare le infinite applicazioni, che man mano si sono venute a creare in tutti i campi, industriali, medicali, delle comunicazioni ecc. (e di questo ne parleremo un'altra volta) vogliamo prendere in esame la Radio quale elemento indispensabile nella vita giornaliera degli uomini.*

*Questa, entrata nelle case quale oggetto di curiosità scientifica, con l'estendersi e svilupparsi delle stazioni trasmittenti, con il progredire dell'industria che ne ha fatto un oggetto di semplice uso, si è imposta e resa necessaria. Dimostrazione pratica di questa importanza si ha osservando che in tutti i paesi la radio quale servizio pubblico è avocato allo Stato ed è questo che lo concede in gestione a compagnie private, come in Italia, oppure lo gestisce direttamente come in Russia.*

*Senza voler scendere in dettagli che non possono essere trattati in questa sede, volendo anche solo osservare lo sviluppo dei Radio Utenti in Italia, si nota un incremento che se pur non raggiunge la quota degli altri paesi (negli Stati Uniti d'America nel 1942 esistevano ben 59.340.000 radio utenti) è ugualmente notevole; dai primi modesti abbonati del 1925 siamo oggi a 1.800.000, segnando sempre un continuo aumento, il che sta ad indicare come anche in Italia la necessità della Radio sia sentita.*

*In questi anni ha segnato una forte battuta d'arresto, ma questo è dovuto oltrechè a fatti contingenti, al disservizio Radio, e al poco interesse che i programmi messi in onda risvegliano nelle masse, oltre che al forte aumento dei prezzi degli apparecchi che sono ancora oggi gravati da imposizioni costruttive e tasse che li colpiscono come oggetto di lusso. Oltre al numero degli abbonati paganti bisogna tener conto di una fortissima percentuale di non paganti, nonchè gli apparecchi degli esercizi pubblici, delle scuole, delle caserme, perciò si può pensare che tutti, chi più chi meno, usufruiscono del servizio delle Radioaudizioni. Ed è tanto sentita la necessità che se per ipotesi, la compagnia che gestisce tale servizio dovesse sospendere le trasmissioni, il Governo stesso ne garantirebbe il funzionamento.*

*È ovvio che in Italia si debba e si possa fare meglio. I servizi dovranno essere aumentati. I notiziari aggiornati e tempestivi, i programmi oltre che curati nella parte tecnica, anche in quella dilettevole ed educativa, si che possano interessare tutte le categorie.*

*Smobilitando quelle anacronistiche bardature tutt'ora imperanti, abolendo quelle tasse che non vanno a beneficio dello Stato, (e qui per coincidenza ricorderemo che anche l'industria radiofonica italiana ne trarrebbe un vantaggio non indifferente, e con essa le maestranze numerose, il che in questo periodo non è cosa di poco conto) si riuscirebbe a far si che la radio diventi un elemento attivo di civiltà e di rieducazione morale.*

*La Radio non è più un articolo di lusso perchè la vediamo già oggi fedele amica di ammalati, di vecchi pensionanti e divertimento forse esclusivo delle famiglie meno abbienti, tant'è che la troviamo in cucina dove con la sua voce, con le sue musiche tiene compagnia alla famiglia seduta al desco dopo la giornata di lavoro.*



*Tutto questo sta a dimostrare che la Radio è e dovrà essere ancor più un «servizio pubblico» e questo dovrà essere sancito e come tale trattato e sarà così un'altra conquista della civiltà.*

*Basandosi su questo, e se i nostri Governanti sapranno vedere in essa la sua vera essenza, e se vi saranno uomini che sapranno vedere al di là di interessi privati o di meschine lotte egoistiche, anche in Italia la radio raggiungerà quel posto che le è dovuto.*

P. G. Portino

# NOTIZIARIO COMMERCIALE

### UN PRETORE INTELLIGENTE

*Un'interessante sentenza: Si può tenere la radio senza pagare l'abbonamento.*

«Roma, 16 Aprile. Il maestro Paolo Bertucci, di Isola Farnese denunziato per abusiva detenzione di apparecchio radioricevente è stato assolto nonostante la mancanza del difensore di fiducia. Il pretore ha aderito alla tesi del difensore d'ufficio, il quale ha negato che la radio sia pubblica amministrazione o ente di diritto pubblico.

«Durante l'interrogatorio il Bertucci ha asserito di tenere la radio solo per captare stazioni straniere, giacchè la radio italiana è «una boiata e una puzzonata». L'argomento mantenuto dal difensore, accolto pure dal Pubblico Ministero, ha dato luogo all'interessante sentenza».

Come Gesù ebbe a fare la moltiplicazione dei pani per sfamare la folla, sarebbe augurabile che ugual cosa avvenisse per pretori come quello di Farnese onde assicurare così la difesa dei diritti dei radio utenti italiani.

### ASSEMBLEA STRAORDINARIA RADIO COMMERCIANTI DI TORINO

Il giorno 11 Aprile c. m. si è tenuta, in via Maria Vittoria 4, un'assemblea straordinaria dei Radio Commercianti di Torino, dove ancora una volta sono state esaminate le questioni che più interessano la categoria con riguardo alla situazione che si è venuta a creare dopo il Congresso di Bologna.

Si è provveduto alfine alla elezione del Consiglio del Sindacato Radio che è risultato così composto: cav. *G. L. Bosio*, presidente, sig. *P. G. Portino*, vice presidente; sig. *G. Tirone* e ing. *F. Tartufari*, consiglieri; sig. *C. Grisolia*, segretario.

Infine è stato votato il seguente ordine del giorno:

Agli Onorevoli: Alcide De Gasperi. Presidente dei Ministri.
Scoccimarro. Ministro delle Finanze.
Scelba. Ministro delle Comunicazioni.

«I commercianti Radio di Torino e provincia riuniti in Assemblea Straordinaria, il giorno 11 Aprile 1946, sentita l'esposizione del signor Portino P. G. sui lavori svolti, ne approvano l'operato. Facendo proprie le aspirazioni e le richieste di tutti i Commercianti Radio d'Italia, onorati di tanta responsabilità:

Offrono

senza misura la loro opera e il loro contributo fattivo al Governo.

Chiedono che:

i loro diritti di liberi cittadini siano sanciti e riconosciuti.

— Vengano immediatamente abrogate quelle imposizioni di pretto stile poliziesco che ledono la dignità dell'uomo.

— Vengano riconosciuti i diritti dei radianti affinchè anche questi possano far sentire la voce della Patria con tutte quelle che solcano l'etere infinito.

— Vengano estirpati quei privilegi fiscali che sono oggi un insulto alla libertà democratica cui il Governo deve essere assertore.

Questo perchè anche in Italia, patria dei Volta e dei Marconi, la radio, nella nuova atmosfera di libertà possa raggiungere quel posto cui il valore dei suoi uomini assegna.

*Danno ampio mandato* al signor Portino P. G. affinchè svolga con ferma energia quell'opera necessaria per il raggiungimento delle loro giuste e oneste aspirazioni».

### MOSTRA DELLA PRIMAVERA

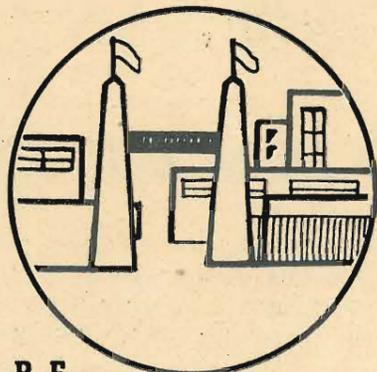
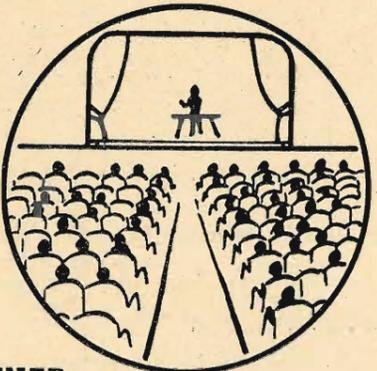
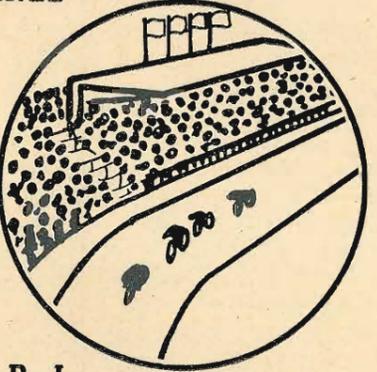
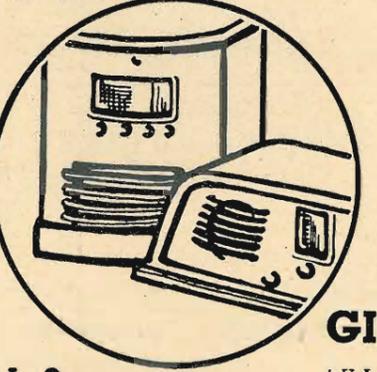
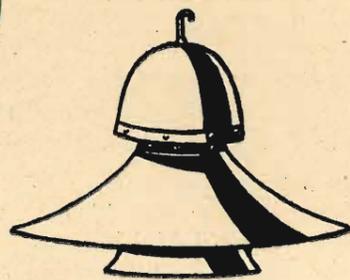
Si è creato a Torino un «*Ente Mostre*»; questo conferma quanto avemmo a scrivere nel numero scorso circa il risveglio di iniziative a Torino.

Questo Ente curerà le numerose Mostre che sono in programma, e per settembre se ne annuncia una di grandiosa importanza, quella «*Internazionale dell'edilizia*».

Il 12 maggio p. v., nei locali che già ospitarono la Mostra della Meccanica, che ebbe quel magnifico successo che tutti sappiamo, aprirà i suoi battenti la «*Mostra dell'Ambientazione*».

Anche in questa Mostra la Radio non mancherà, anzi da informazioni avute, occuperà un'importanza molto maggiore, e gli organizzatori di questo ramo che più c'interessa, si sono messi alacremente all'opera e siamo certi che sapranno dare un tono di originalità e di novità che non mancherà di attirare il pubblico.

Ci risulta che saranno messi in palio fra i visitatori parecchi premi, e che vi saranno altre iniziative che serviranno a risvegliare l'interesse degli amatori della Radio.

Ancora una volta porgiamo agli organizzatori il nostro plauso e il migliore augurio.

# note di  redazione



**L'AMPLIFICATORE TIPO « MU ».** Com'è noto nei circuiti amplificatori a resistenza e capacità l'amplificazione effettiva che si ottiene è molto minore di quella limite ideale rappresentata dal coefficente di amplificazione del tubo. Ciò perchè il carico anodico, essendo costituito da una resistenza reale, non può essere aumentato senza limitare contemporaneamente le componenti continue della corrente e della tensione anodica, il che porta il tubo a funzionare in una zona sempre meno favorevole delle caratteristiche del tubo. In altre parole, ciò che si guadagna aumentando la resistenza di carico si perde a causa della riduzione di corrente anodica ed oltre un certo limite il bilancio fra queste cause contrastanti risulta sfavorevole ad un ulteriore aumento della resistenza. Specialmente nei pentodi ciò succede quando l'amplificazione è ancora ben lontana dal raggiungere valori prossimi al coefficente di amplificazione del tubo.

Sostituendo alla resistenza di carico anodico elementi anomali di circuito che presentino un valore della resistenza differenziale molto elevato nella zona di funzionamento pur consentendo il passaggio di correnti continue adatte al regolare funzionamento del tubo si possono ottenere amplificazioni molto più elevate e prossime al coefficente di amplificazione. Quale resistenza anomala è stato proposto (*) il diodo in condizioni di saturazione. Tuttavia tale sistema non trovò applicazione e sviluppo, probabilmente a causa dei suoi numerosi inconvenienti che risiedono sopratutto nella instabilità, nella rumorosità e nella complessità del circuito.

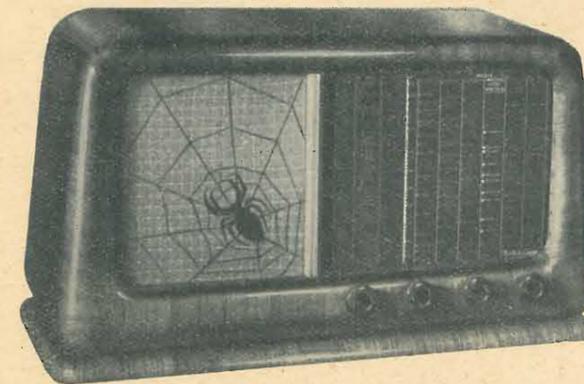
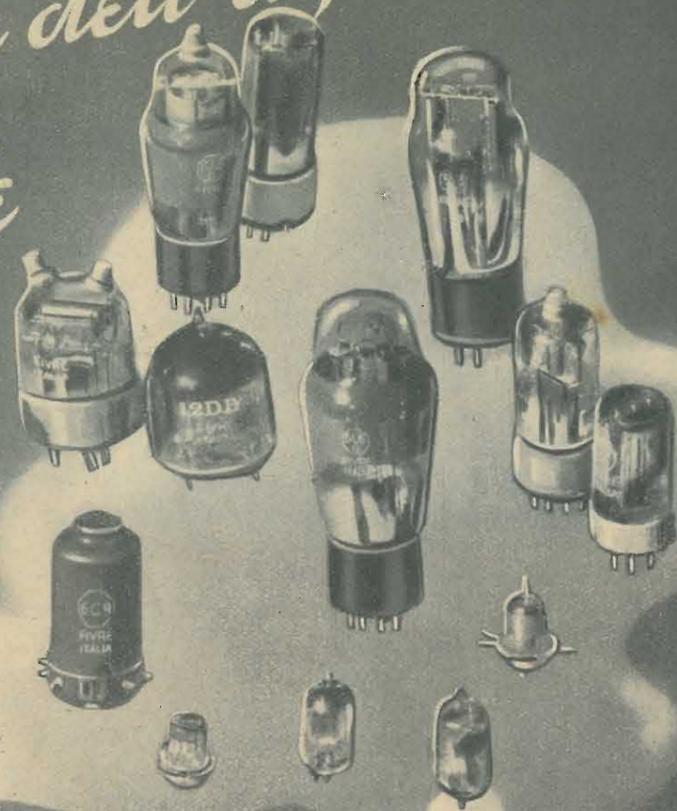
Un'altra interessante proposta, che ha qualche analogia con quella presentata nel presente fascicolo, è quella dell'amplificatore a compensazione del prof. E. Denina (**). Anche questa però, forse perchè sviluppata sopratutto per gli amplificatori a corrente continua, è caduta nell'oblio.

Particolarmente interessante si presenta invece l'AMPLIFICATORE TIPO « MU » sia per semplicità, sia per i risultati ottenuti, sia per l'accuratezza con cui l'ing. Zanarini ha sviluppato lo studio teorico (di cui nell'articolo presentato, per maggiore semplicità e chiarezza sono stati eliminati molti sviluppi laboriosi) sia infine per la diligenza con cui il circuito è stato sperimentato in numerosi esemplari di cui vengono forniti tutti i dati per la loro attuazione.

G. D.

---

(*) W. H. Eccels e W. A. Leyshon: « Somes termojonics tube circuits for relaying and measuring ». J. I. E. E., 1921, p. 433.
Jouast e Decaux: « Note sur quelques perfectionnements des amplificateurs à courant continue ». Onde electrique, VII, 1928, n. 7, p. 306.
Lo Surdo: « Uso del diodo saturato per amplificatori ». Dati e memorie delle radiocomunicazioni, 1931, p. 356.

(**) E. Denina: « Amplificatori termoionici ». Rendiconti della XXXVII Riunione A. E. I, 1932, p. 240.

# L'AMPLIFICATORE TIPO «MU» (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

*SOMMARIO. In questo articolo viene esaminato un particolare tipo di amplificatore a due stadi che, pur essendo di semplice attuazione, presenta favorevoli caratteristiche che ne rendono particolarmente conveniente l'impiego quando si debbano amplificare fortemente piccolissime tensioni alternative a frequenza acustica, soddisfacendo ad esigenze severe nei confronti del rumore di fondo, della distorsione e del valore dell'impedenza di uscita. La trattazione comprende un'esposizione del principio di funzionamento e delle caratteristiche dell'amplificatore e la descrizione di alcuni circuiti praticamente realizzati. Pure avendo omesso, per brevità, l'esposizione per esteso della trattazione analitica del circuito, si è tuttavia provveduto a riassumerne in appendice i risultati più significativi.*

## 1. Generalità.

Nella tecnica delle telecomunicazioni, dell'elettroacustica e delle misure ad esse inerenti, spesso si presenta la necessità di amplificare aperiodicamente piccolissime tensioni alternative con frequenza compresa nel campo acustico: all'uopo vengono generalmente impiegati amplificatori elettronici a più stadi del tipo a resistenza-capacità, i quali debbono quasi sempre soddisfare ad esigenze severe e contrastanti fra loro e con una semplice realizzazione degli apparecchi.

Tali esigenze possono così compendiarsi: 1) amplificazione elevata — 2) rumore di fondo ridotto — 3) alimentazione in corrente alternata — 4) assenza di fluttuazioni della tensione di uscita — 5) bassa impedenza di uscita — 6) amplificazione costante nella gamma di funzionamento — 7) trascurabile distorsione di non linearità — 8) ridotto sfasamento tra la tensione di uscita e quella di entrata — 9) tensione di uscita elevata.

Per conciliare le esigenze 1), 2), 3) è necessario provvedere ad una efficente schermatura dei circuiti dell'amplificatore e ad un elevatissimo livellamento della tensione di alimentazione anodica. Il livellamento deve essere tanto maggiore quanto più elevato è il numero degli stadi, a parità di amplificazione totale. Infatti le componenti della tensione anodica a frequenza di rete (e multipla di essa), subiscono un'amplificazione che cresce col numero di stadi amplificatori susseguenti al primo, posto che all'entrata del medesimo dette componenti non possano giungere.

Per soddisfare alla 4) esigenza è necessario ricorrere ad una stabilizzazione della tensione anodica tanto più efficente quanto più la gamma di funzionamento si estende nel campo delle frequenze basse.

Le altre esigenze possono essere conciliate aumentando sufficentemente il numero degli stadi dell'amplificatore ed inserendo tra i medesimi opportuni accoppiamenti controreattivi.

Nella presente nota si mostra che la soluzione del problema sopraesposto è suscettibile di notevoli perfezionamenti, specialmente nei confronti della semplicità di attuazione, qualora si adottino circuiti speciali; con riferimento ad essi descriviamo un tipo particolare di amplificatore a due stadi che, in virtù del principio di funzionamento su cui è basato, è in grado di soddisfare alle esigenze sopradette pur mantenendo una eccezionale semplicità di costituzione.

## 2. Principio di funzionamento e caratteristiche generali.

L'amplificatore, che denominiamo tipo «MU», comprende due stadi e presenta la singolare caratteristica che tutta l'amplificazione da esso fornita è dovuta esclusivamente al primo stadio che, come verrà mostrato in seguito, funziona nelle condizioni ideali di un amplificatore di tensione; il secondo stadio, il cui rapporto di amplificazione risulta praticamente unitario, esplica, invece, le funzioni di trasformatore d'impedenza ed eroga l'energia assorbita dal carico esterno collegato ai morsetti di uscita.

La denominazione particolare assegnata a questo amplificatore è giustificata dal valore effettivo del guadagno di tensione, assai prossimo al coefficente di amplificazione $\mu$ del tubo, che viene raggiunto nello stadio amplificatore di tensione anche nei casi in cui il coefficente medesimo assume valori elevatissimi dell'ordine di qualche migliaio.

È noto che l'amplificazione effettiva ottenibile con uno stadio a resistenza comprendente un tubo caratterizzato da un coefficente di amplificazione $\mu$ e da una resistenza differenziale anodica $R_a$, è un'aliquota di $\mu$ funzione del rapporto tra $R_a$ ed il valore differenziale della resistenza di carico inserita nel circuito anodico.

In genere il carico anodico del tubo consiste in una resistenza ohmica il cui valore massimo è limitato dalla necessità di conseguire un corretto funzionamento del tubo nella zona lineare della caratteristica dinamica: perciò, quando il tubo è un pentodo ad alto $\mu$, il valore ohmico del carico anodico risulta notevolmente inferiore ad $R_a$.

Per le correnti alternative, cioè in funzionamento dinamico, il valore differenziale del carico anodico risulta inferiore al valore statico dovendosi considerare su esso derivata la resistenza di fuga connessa alla griglia del tubo successivo. Per queste ragioni l'amplificazione raggiungibile con tubi ad alto $\mu$ non supera, in genere, le $200 \div 300$ unità.

Il principio su cui si basa l'amplificatore tipo «MU», consiste nell'assumere come carico anodico del tubo amplificatore di tensione un elemento resistivo il cui valore differenziale sia notevolmente superiore al valore statico,

(*) Pervenuto alla redazione il 28-II-1946.
Restituito alla redazione in seconda stesura il 23-III-1946.

in guisa da conciliare le opposte esigenze relative al corretto funzionamento in caratteristica del tubo e al valore raggiungibile dell'amplificazione.

Questo scopo viene ottenuto semplicemente riducendo la corrente alternativa che fluisce nel carico anodico (e quindi nel tubo) col rendere quasi equipotenziali, per le tensioni alternative, i terminali del carico medesimo.

In figura 1 è rappresentato lo schema di principio dell'amplificatore tipo « MU » il cui elemento caratteristico è costituito dal collegamento tra il punto di congiunzione $M$ tra le due resistenze $R_2$ ed $R_4$, facenti parte del circuito

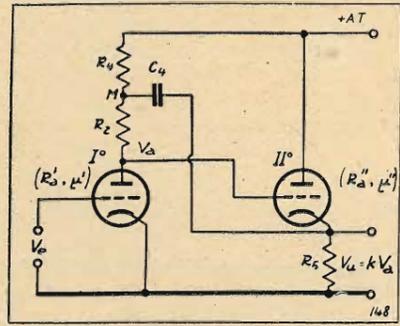



FIG. 1. - Schema di principio dell'amplificatore tipo « MU ». La caratteristica fondamentale del circuito è costituita dal collegamento capacitivo fra il punto $M$ ed il catodo del II° tubo.

anodico del I° tubo, ed il catodo del II° tubo, ottenuto per mezzo di un condensatore $C_4$ la cui reattanza si presuppone trascurabile (nella gamma di funzionamento) rispetto alla resistenza $R_4$.

Posto dunque $\omega R_4 C_4 >> 1$ e $K = V_u/V_a$ = amplificazione del II° stadio, la differenza di potenziale alternativa tra i terminali di $R_2$, vale,

$$V_{R2} = V_a - V_u = V_a(1-K). \qquad [1]$$

La corrente alternativa $I_a$ fluente in $R_2$ e quindi attraverso il I° tubo, assume allora il valore:

$$I_a = V_{R2}/R_2 = V_a(1-K)/R_2 = \frac{V_a}{R_2/(1-K)} \qquad [2]$$

il che significa che in regime dinamico tutto si svolge come se il carico anodico del I° tubo assumesse il valore $R^* = R_2/(1-K)$, mentre in regime statico, e quindi agli effetti del passaggio della componente continua della corrente anodica del tubo, il carico anodico mantiene il valore statico $R_2 + R_4$.

Per $K$ tendente a 1, la corrente $I_a$ tende a zero ed $R^*$ al valore infinito. Ne consegue una notevole diminuzione della distorsione non lineare dato che nel I° tubo il tratto di caratteristica mutua che viene interessato risulta ridotto in proporzione corrispondente alla riduzione della corrente alternativa anodica (per $K = 1$, e quindi $I_a = 0$, detto tratto diverrebbe infinitesimo e quindi la distorsione sarebbe nulla).

L'espressione dell'amplificazione effettiva $A_1$ del I° tubo si ottiene semplicemente ponendo $R^*$, come valore del carico anodico, nella classica formula dell'amplificatore a resistenza:

$$A_1 = V_a/V_e = \mu' \frac{R^*}{R^* + R_a'} = \mu' \frac{1}{1 + R_a'(1-K)/R_2} \qquad [3]$$

in cui:

$\mu'$ = coefficente di amplificazione del I° tubo.
$R_a'$ = resistenza differenziale anodica del I° tubo.
$K$ = amplificazione del secondo stadio ($< 1$).

L'amplificazione totale $A$ del circuito risulta:

$$A = V_u/V_e = A_1 \cdot K = \frac{\mu' K}{1 + R_a'(1-K)/R_2} \qquad [4]$$

la quale, nel caso limite in cui $K = 1$, fornisce $A = \mu'$ (da cui la denominazione: amplificatore tipo « MU »).

Per il valore da assegnare a $K$, analizzando il funzionamento del secondo stadio, si giunge alla relazione:

$$K = V_u/V_a = \frac{1}{1 + (1 + R_a''/R')/\mu''} \qquad [5]$$

in cui si è posto:

$\mu''$ = coefficente di amplificazione del II° tubo
$R_a''$ = resistenza differenziale anodica del II° tubo
$R' = R_4 R_5/(R_4 + R_5)$

I valori di $K$ in funzione del rapporto $R_a''/R'$ e di $\mu''$, in base alla [5], sono direttamente rilevabili dal diagramma di figura 2.

Il vantaggio di amplificazione così conseguito può essere valutato supponendo di connettere il terminale di $R_2$ al positivo anodico anzichè al punto $M$. In questo caso l'amplificazione dal valore $A$ definito dalla [4] si riduce al valore $A'$ seguente: $A' = \mu' K/(1 + R_a'/R_2)$ per cui il vantaggio conseguito vale:

$$A/A' = 1/[1 - K R_a'/(R_2 + R_a')] \qquad [6]$$

Ad es. per un tubo tipo 6J7 funzionante come amplificatore a resistenza si ha $R_a' \simeq 2{,}5$ MΩ; assumendo $K = 0{,}98$ (valore normalmente ottenibile), $R_2 = 0{,}25$ MΩ, si ottiene $A/A' = 9{,}1$; ciò significa che l'effettuazione del collegamento caratteristico porta ad un aumento dell'amplificazione di ben 9,1 volte: in alcuni casi tale valore risulta notevolmente superato.

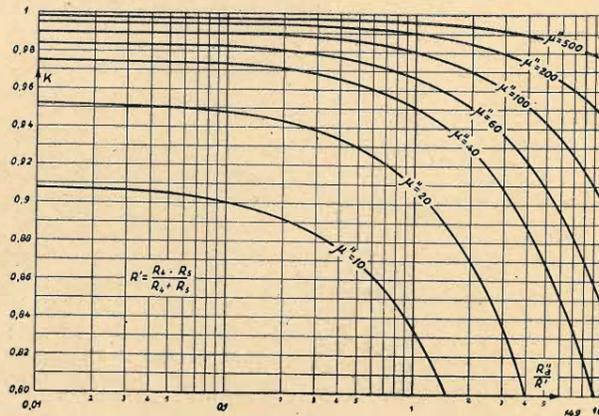



FIG. 2. - Valore dell'amplificazione $K$ ottenuta dal II° tubo in funzione di $R' = R_4 \cdot R_5/(R_4 + R_5)$ per diversi valori del coefficente di amplificazione $\mu''$ del II° tubo scelto come parametro di ciascuna curva.

In pratica, quando il primo tubo è un pentodo ad alto $\mu$, l'amplificazione raggiunge valori compresi tra 2000 e 8000 unità e, per quanto detto, è totalmente dovuta al primo stadio. A quest'ultimo fatto deve attribuirsi il livello eccezionalmente basso del ronzio che caratterizza questo amplificatore. Infatti, come si rileva in appendice n. 1, una eventuale componente alternativa o semitransitoria della tensione anodica (dovuta la prima alle componenti di ronzio a valle dei filtri di livellamento, la seconda alle fluttuazioni della tensione di rete) non può venire amplificata e si sovrappone alla tensione utile di uscita dopo avere subito un'attenuazione raramente inferiore alle tre volte.

Sotto questo aspetto l'amplificatore tipo « MU » può soddisfare ad esigenze molto severe con un minimo di complicazioni anche quando la gamma di funzionamento si estende a frequenze bassissime e viene richiesta una tensione di uscita esente da fluttuazioni.

La distorsione non lineare di un amplificatore tipo « MU » per tensioni di uscita dell'ordine di 10 ÷ 20 volt-punta è generalmente inferiore all'1 % come risulta da numerose misure eseguite su circuiti sperimentali.

Dall'analisi del circuito, tracciata a grandi linee in appendice n. 2, risulta che, per frequenze inferiori a 2÷3000 Hz, la distorsione di non linearità è da imputarsi esclusivamente al II° tubo dato che conseguentemente alla notevole diminuzione della corrente alternativa anodica del I° tubo (dovuta al collegamento caratteristico $R_4 C_4$) la distorsione del medesimo si riduce ad un livello praticamente trascurabile. La distorsione del II° tubo è principalmente funzione del rapporto $R_a'/R_2$ tra la resistenza differenziale anodica del I° tubo ed il valore statico del carico anodico del medesimo ed aumenta con l'aumentare di esso. Ciò è dovuto al fatto che con l'aumentare di $R_a'/R_2$ diminuisce il grado effettivo di reazione negativa che caratterizza il funzionamento del II° tubo: la distorsione risulta quindi generalmente più elevata se si adotta come I° tubo un pentodo con alta resistenza differenziale anodica anzichè un triodo. Ciò è confermato dalle prove sperimentali dalle quali risulta che se il I° tubo è un triodo, ad esempio del tipo « 6SQ7 » RCA ($R_a = 100$ kΩ), la distorsione totale dell'amplificatore non supera il 0,1 ÷ 0,2 % per tensioni di uscita dell'ordine di 50 volt-punta.

Per le medesime ragioni citate a proposito della distorsione non lineare, la resistenza di uscita $R_u$ dell'amplificatore tipo « MU » risulta funzione, oltre che di $K$, anche del rapporto $R_a'/R_2$ ed aumenta con esso.

Il calcolo esatto di $R_u$ si effettua con le formule riportate in appendice n. 3 dalle quali risulta che $R_u$ tende a zero per $K$ tendente all'unità: ciò è dovuto al fatto che in tal caso il fattore di reazione negativa che caratterizza il funzionamento del secondo stadio tende all'infinito e quindi l'amplificatore viene a comportarsi come un generatore a tensione costante per qualunque valore del carico esterno. Poichè $K$ tende all'unità quando la mutua conduttanza del II° tubo tende all'infinito, ne consegue che nel secondo stadio conviene impiegare un tubo ad alta efficenza ottenendosi così il triplice vantaggio di abbassare la resistenza interna e la distorsione non lineare e di elevare, sia pure di poco, l'amplificazione.

I valori di $R_u$ che si ottengono in pratica adottando ad esempio come II° tubo un pentodo « EL3 » Philips, sono dell'ordine di 400 ÷ 500 ohm quando il I° tubo è un triodo e salgono a 1000 ÷ 4000 ohm quando il I° tubo è un pentodo ad alto $\mu$ quale, ad esempio, il tipo « 6J7 » RCA o EF 6 Philips, ecc.

### 3. Effetto della capacità anodica del primo tubo e sua compensazione.

Le considerazioni svolte precedentemente nei confronti dell'amplificazione del I° tubo, sono rigorosamente valide soltanto nell'ipotesi in cui il carico anodico del medesimo sia puramente resistivo.

In realtà esistono sempre capacità derivate tra l'anodo del tubo suddetto ed altri punti del circuito l'effetto delle quali può ritenersi trascurabile soltanto sino a che la loro reattanza è molto più grande della resistenza differenziale $R_a'$ del I° tubo. Tali capacità possono considerarsi conglobate in un condensatore $C_1$ posto in parallelo al I° tubo. e costituiscono un carico reattivo che non può venire compensato per mezzo del collegamento caratteristico $R_4 C_4$ come si è fatto per il carico resistivo $R_2$.

In queste condizioni l'amplificazione del I° tubo, come si dimostra in appendice n. 4, può subire forti riduzioni, anche per frequenze di lavoro che interessano il campo acustico, qualora si adottino pentodi ad alto $\mu$ (i quali presentano sempre un elevato valore di $R_a'$); se come I° tubo si usa invece un triodo, per il quale si ha sempre $R_a' \leq 10^5$ ohm, l'effetto della capacità anodica diviene sensibile per frequenze molto più elevate, generalmente superiori a 10 kHz.

Questo inconveniente può essere quasi totalmente eliminato per mezzo di due semplici accorgimenti rappresentati nello schema di figura 3.

Il primo accorgimento consiste in una riduzione di $C_1$ conseguibile eliminando quasi totalmente la parte dovuta alla griglia controllo del II° tubo. Ciò viene ottenuto semplicemente impiegando un pentodo come II° tubo e rendendo equipotenziali, per le tensioni alternative, la griglia schermo ed il catodo del medesimo per mezzo di un condensatore $C_8$ derivato tra questi due elettrodi. La reattanza di $C_8$, nella gamma di funzionamento, deve essere piccola in confronto al valore ohmico della resistenza $R_8$ e quest'ultima deve essere dimensionata in modo da ottenere un corretto funzionamento del pentodo. In tal modo la griglia

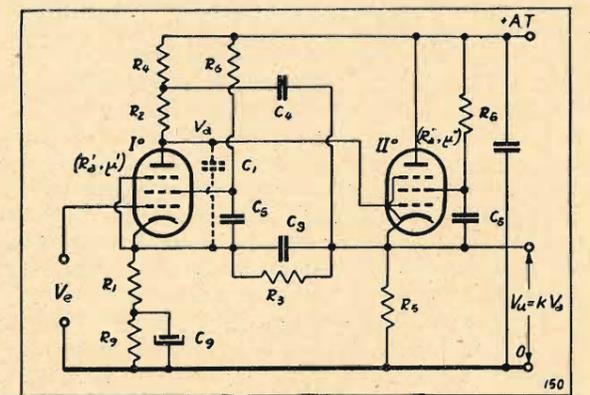



FIG. 3. - Schema dell'amplificatore tipo « MU » compensato. La capacità $C_3$ compensa l'effetto della capacità parassita globale $C_1$. La resistenza $R_3$ compensa l'effetto controreattivo delle resistenze $R_1$ ed $R_9$.

controllo di quest'ultimo viene ad essere situata tra due elettrodi (catodo e griglia schermo) quasi equipotenziali con essa, talchè la corrente reattiva dovuta alla capacità della griglia stessa verso tali elettrodi, si riduce a valori trascurabili. Se oltre a ciò si usa la precauzione di effettuare collegamenti brevi e sufficentemente distanziati dalla massa, si può giungere, nella maggior parte dei casi, al dimezzamento della capacità parassita.

Il secondo accorgimento è costituito da un accoppiamento reattivo tra i catodi dei due tubi, effettuato per mezzo degli elementi $R_1$, $R_3$, $C_3$, in virtù del quale sul catodo del I° tubo si determina una tensione alternativa (crescente con la frequenza) il cui effetto si somma con quello della tensione di comando applicata alla griglia controllo. Ne consegue un incremento della corrente anodica del I° tubo di ampiezza e fase tali da compensare la corrente reattiva che fluisce in $C_1$. Come viene dimostrato in appendice n. 4, tale compensazione risulta quasi rigorosa qualora si ponga:

$$C_3/C_1 = R_a'/KR_1(1+\mu')\,, \qquad [7]$$

$$R_3/R_2 = K/(1-K)\,. \qquad [8]$$

Per $R_1$, che deve essere dimensionato a priori, conviene assumere un valore alquanto ridotto perchè, come può dedursi da un'analisi approfondita del circuito confermata da prove sperimentali, l'effetto di $R_1$ si traduce in un aumento della distorsione non lineare e della resistenza interna dell'amplificatore: tale effetto diviene trascurabile assumendo $R_1 << R_a'/\mu' = 1/S'$. In pratica può assumersi $R_1 = 100\,\Omega$, valore generalmente confacente alla condizione suesposta.

Osserviamo, infine, che le considerazioni esposte relativamente alla distorsione non lineare del I° tubo non sono più valide nel campo di frequenza in cui agisce l'accoppiamento reattivo suddetto. Per queste frequenze la distorsione assume, in effetti, una entità maggiore in relazione al maggior valore della corrente alternativa anodica del tubo. Ciò nonostante la distorsione di non linearità si mantiene ancora entro limiti ristretti se non è richiesta una tensione di uscita eccessivamente elevata: per valori di quest'ultima intorno a 10 volt-punta la distorsione non supera, in genere, il 2 % alla frequenza di 7500 Hz e per amplificazioni comprese tra 2000 e 8000 unità.

Quando sono richiesti valori di distorsione particolarmente esigui anche per le frequenze estreme della gamma di funzionamento, è possibile soddisfare a queste esigenze, rinunciando al conseguimento della massima amplificazione, con l'applicare una opportuna reazione negativa tra i morsetti di uscita ed i morsetti di entrata dell'amplificatore. Poichè, come si dimostra in appendice n. 4, la compensazione effettuata per mezzo del gruppo $R_1C_3$, determina pure un perfetto rifasamento della tensione di uscita (rispetto alla tensione di entrata), la reazione negativa agisce in condizioni eccezionalmente favorevoli e risulta perciò, molto efficace senza che siano necessari particolari accorgimenti onde evitare autoscillazioni. Come conseguenza della reazione negativa si ottiene, infine, una diminuzione della resistenza interna di uscita la cui entità è dello stesso ordine di grandezza del fattore di controreazione.

In figura 4 è rappresentato lo schema di un amplificatore tipo « MU » caratterizzato da un fattore di controreazione di

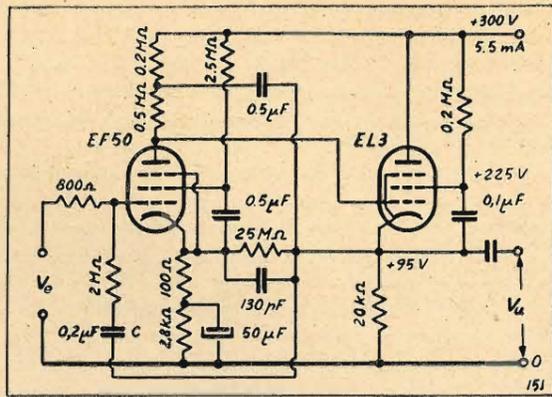



FIG. 4. - Amplificatore tipo « MU » con controreazione fra uscita ed entrata. Amplificazione $A = 2000$; resistenza di uscita $R_u = 800\,\Omega$; distorsione non lineare a 400 Hz con $V_u = 10$ volt-punta $d = 0{,}2\,\%$. Se il generatore collegato ai morsetti di entrata presenta una ridotta resistenza per la c.c. il condensatore $C$ da 0,2 μF può essere vantaggiosamente eliminato.

circa 4 unità: l'amplificazione che ne risulta è di 2000 unità e la resistenza di uscita è di 800 Ω. Con una tensione di uscita di 10 volt-punta la distorsione non lineare si mantiene intorno al 0,2 % per frequenze inferiori a 2000 Hz e sale al 0,5 % a 7500 Hz. L'amplificazione è costante nella gamma compresa tra 30 e 10000 Hz.

## 4. Dimensionamento dei gruppi "RC".

Ci riferiamo alla figura 3 che rappresenta il caso più complesso. Il limite inferiore della gamma di funzionamento (definito come frequenza inferiore per la quale l'amplificazione si riduce di $\sqrt{2}$ volte) è determinato dalle costanti di tempo dei vari gruppi $RC$ e precisamente: $R_4C_4$, $R_6C_6$, $R_8C_8$, $R_9C_9$. Esaminiamo dapprima l'influenza della costante di tempo $R_4C_4$ il cui dimensionamento difficilmente può essere effettuato empiricamente.

All'uopo, se si calcola l'amplificazione del I° tubo secondo la [3], tenendo però conto della differenza di potenziale alternativa che si origina tra le armature di $C_4$ (sino ad ora ritenuta nulla), si perviene alla conclusione che l'amplificazione si ridure di $\sqrt{2}$ volte, rispetto al valore corrispondente a $C_4 = \infty$, quando:

$$\omega R_4 C_4 \cong \sqrt{R_a'^2/R_2^2 + 2R_a'/R_2 - 1}\,.$$

Pertanto, se $f_{\min}$ deve essere la frequenza limite inferiore della gamma di funzionamento, a cui corrisponde la pulsazione $\omega_{\min}$, è necessario assumere:

$$R_4C_4 \geq (1/\omega_{\min})\sqrt{R_a'^2/R_2^2 + 2R_a'/R_2 - 1} \quad (\text{Hz, M}\Omega, \mu\text{F}) \qquad [9]$$

Per le costanti di tempo $R_6C_6$ ed $R_8C_8$, conviene assumere valori sufficentemente elevati e tali da non influire sull'amplificazione. Prudenzialmente può assumersi:

$$R_6C_6 \geq 10/f_{\min} \; [10] \qquad R_8C_8 \geq 1/f_{\min} \quad (\text{Hz, M}\Omega, \mu\text{F}) \; [11]$$

Per quanto riguarda, infine, in gruppo $R_9C_9$, conviene porre la condizione che l'impedenza del medesimo risulti sufficentemente bassa e tale da non introdurre reazione negativa apprezzabile nel I° stadio (vedi appendice n. 5). Tenendo prudenzialmente conto della sola reattanza del condensatore, per il medesimo può assumesi il valore:

$$C_9 \geq \frac{2\mu'}{[R_2/(1+K)+R_a']\,f_{\min}} \quad (\text{Hz, M}\Omega, \mu\text{F}) \qquad [12]$$

## 5. Alcune osservazioni di carattere pratico.

Completiamo la trattazione precedente con alcune considerazioni pratiche che possono riuscire utili a chi intenda utilizzare un circuito di questo tipo.

Una prima osservazione riguarda la scelta del I° tubo in relazione all'uso cui viene destinato l'amplificatore. Per particolari impieghi (ad es.: amplificatori di misura) ove non sia necessaria un'amplificazione superiore a 100 volte, ma siano richiesti eccezionali requisiti di aperiodicità, bassa distorsione, bassa resistenza di uscita e trascurabile sfasamento conviene utilizzare un triodo ad alto $\mu$ come ad es. il tipo « 75 », o « 6 S Q 7 », RCA. In questi casi è anche preferibile adottare come II° tubo un pentodo ad alta pendenza (ad es.: « EL 3 » o « EL 6 » Philips) e connetterlo secondo lo schema di figura 5. Possono ottenersi, in tal modo, tensioni di uscita di 50 volt-punta con distorsione dell'ordine del 0,1 % e resistenza di uscita inferiore a 500 Ω. Provvedendo alla compensazione della capacità anodica del triodo, l'amplificazione può essere mantenuta perfettamente costante sino ad oltre 100 kHz.

Quando viene richiesta un'amplificazione nettamente superiore, con minori esigenze nei confronti delle altre caratteristiche dell'amplificatore, conviene scegliere, per I° tubo, un pentodo ad alto $\mu$ quale ad es. il tipo « 6J7 » RCA o, meglio, il tipo « EF 6 » Philips: con questi tubi, impiegando nel secondo stadio un pentodo tipo « EL 3 » si raggiungono amplificazioni comprese tra 1000 e 5500 unità con resistenza di uscita di qualche migliaio di ohm. Effettuando la compensazione, la gamma di funzionamento può estendersi a tutto il campo delle frequenze acustiche.

Con pentodi speciali ad alta efficenza, come ad es. il tipo « EF 50 » Philips oppure il tipo « 1852 » RCA, possono essere raggiunte amplificazioni dell'ordine di 6 ÷ 8000 unità con estensione di gamma ed altre caratteristiche analoghe al caso precedente.

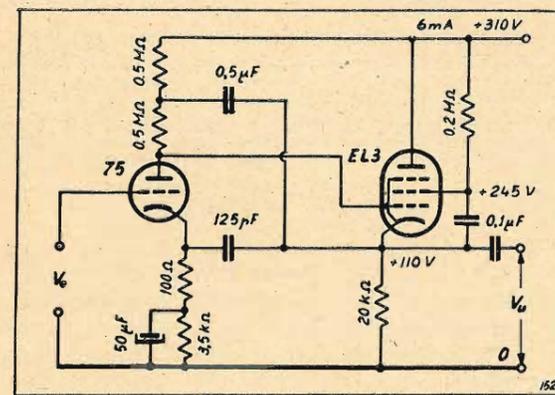



FIG. 5. - Amplificatore tipo « MU » caratterizzato da una estesa gamma di funzionamento. $A = 98$; $R_u = 400\,\Omega$; $d_{400\text{Hz}} = 0{,}1\,\%$ per $V_u = 50$ volt-punta; limite superiore della gamma di funzionamento lineare: 200 kHz.

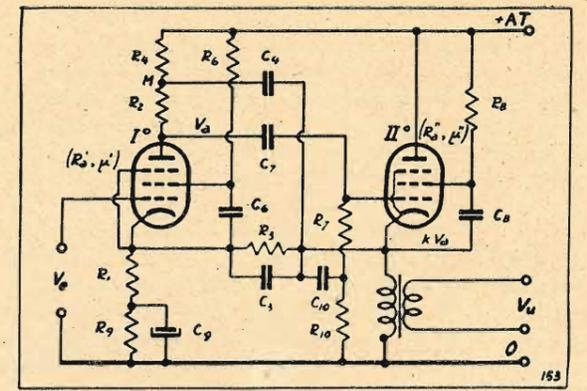



FIG. 6. - Amplificatore tipo « MU » con uscita a trasformatore. Questo schema è particolarmente indicato quando sia richiesta una tensione di uscita elevata oppure una resistenza di uscita eccezionalmente bassa (ottenibile con un rapporto in discesa del trasformatore).

Quando siano richiesti valori molto elevati della tensione di uscita, oppure valori ridottissimi dell'impedenza di uscita, è conveniente abbandonare il collegamento diretto tra l'anodo del I° tubo e la griglia del II° e sostituirlo con un accoppiamento a resistenza-capacità come indicato in figura 6. In tal caso conviene assumere per $R_7$ il massimo valore compatibile con un corretto funzionamento del II° tubo e porre $R_{10}C_{10} \geq R_4C_4$. Sostituendo allora la resistenza $R_5$ con un trasformatore si ottiene un notevolissimo aumento della tensione anodica continua del II° tubo il quale viene così posto in condizioni di erogare tensioni e potenze alquanto superiori. Qualsiasi valore dell'impedenza di uscita può essere ottenuto, in questo caso, agendo sul rapporto di trasformazione.

Se debbono essere soddisfatte esigenze severe nei confronti del ronzio conviene derivare il filamento del I° tubo con un potenziometro di basso valore ohmico (30 ÷ 60 Ω), connettere il cursore del medesimo alla massa dell'amplificatore e ricercare, infine, la posizione del cursore corrispondente al minimo ronzio. Inoltre è necessario disporre convenientemente i collegamenti allo scopo di evitare effetti d'induzione elettrostatica e magnetica tra il circuito di griglia del I° tubo ed i fili che convogliano al medesimo la corrente di accensione del filamento. Si tenga, infine presente che, escluso il circuito di figura 6, è opportuno alimentare il filamento del II° tubo con un secondario isolato del trasformatore di alimentazione onde evitare una eccessiva differenza di potenziale tra il filamento ed il catodo del tubo medesimo: per maggiore sicurezza un terminale del filamento può essere connesso al catodo attraverso una resistenza di qualche MΩ (2 ÷ 5) e alla massa dell'amplificatore con un condensatore di 2000 ÷ ÷ 5000 pF: in tal modo rimane assicurata l'identità tra il potenziale medio del catodo ed il potenziale del filamento.

Nel caso in cui l'entrata dell'amplificatore debba essere collegata a un generatore di bassa impedenza interna (minore di 200 Ω) può essere vantaggiosamente eliminato il gruppo di polarizzazione $R_9C_9$ la cui funzione essenziale consiste nell'impedire il formarsi di una corrente di griglia che potrebbe disturbare il funzionamento di un generatore ad elevata impedenza. Naturalmente in tal caso, se il I° tubo è un pentodo, è necessario modificare il valore di $R_6$ onde conseguire un corretto funzionamento del tubo

stesso. La determinazione del valore ottimo di $R_6$ e delle altre resistenze del circuito può essere agevolmente eseguita con l'ausilio di un distorsiometro in base alla condizione di minima distorsione per la massima tensione di uscita richiesta (procedimento seguito per la determinazione dei valori degli schemi allegati a questo articolo).

Per effettuare, infine, agevolmente la compensazione della capacità anodica del I° tubo, è consigliabile che la capacità $C_3$ sia ottenuta per mezzo di un condensatore regolabile di $\backsim$ 50 pF collegato in parallelo ad un condensatore fisso il cui valore può dedursi dalla [7] oppure, se $C_1$ è incognita, per tentativi. La messa a punto della compensazione viene allora effettuata sperimentalmente regolando il valore di $C_3$ sino ad ottenere un'amplificazione quasi indipendente dalla frequenza entro la gamma di funzionamento. Non è conveniente aumentare $C_3$ oltre il necessario se non si vuole incorrere nel pericolo di autoscillazioni che, in genere, si stabiliscono su frequenze elevatissime al di fuori della gamma utile.

## 6. Schemi costruttivi.

Nelle figure 4, 5, 7, 8, 9, 10 sono riportati gli schemi costruttivi, completi di dati e valori, di alcuni amplificatori attuati per scopi diversi. Numerose misure effettuate su questi apparecchi hanno comprovato esaurientemente la teoria esposta nella trattazione e in appendice.

Per i primi cinque amplificatori le caratteristiche ottenute sono riassunte nella seguente tabella:

| SCHEMA | Tipo di amplificatore | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | Fig. 4 | Fig. 5 | Fig. 7 | Fig. 8 | Fig. 9 |
| Amplificazione $= V_u/V_e$ | 2000 | 98 | 2300 | 5300 | 8000 |
| Resistenza di uscita $R_u$ in ohm | 800 | 400 | 1350 | 3000 | 3500 |
| Limite superiore della gamma di funzionamento $f_{\max}$ in Hz | 20000 | 200000 | 10000 | 12000 | 12000 |
| Distorsione di non linearità misurata a 400 Hz | 0,2 % | 0,1 % | 0,1 % | 0,5 % | 0,5 % |
| Tensione di uscita in volt-punta per cui si è misurata la distorsione | 10 | 50 | 10 | 20 | 10 |

La figura 10 rappresenta, invece, un amplificatore di potenza cui è stato applicato il principio dell'amplificatore tipo «MU» ai primi due stadi. In questo caso il secondo stadio esplica vantaggiosamente anche la funzione di invertitore di fase assicurando uno stabile e perfetto bilanciamento delle tensioni di comando dello stadio finale di tipo controfase. È evidente il vantaggio ottenuto con questo circuito se si considera che, in virtù del notevole aumento di amplificazione conseguito nel I° stadio (per effetto del collegamento caratteristico), è stato possibile effettuare, tra uscita ed entrata dell'amplificatore, una reazione negativa di ben quattro volte pur soddisfacendo a difficili esigenze nei confronti della sensibilità richiesta. L'amplificatore è infatti in grado di erogare, su di un carico esterno ohmico di 666 Ω, una potenza effettiva di 15 Watt con una tensione di entrata di 50 m Volt-punta e con una distorsione

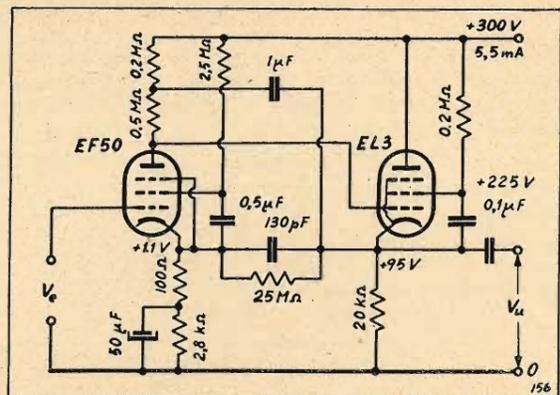
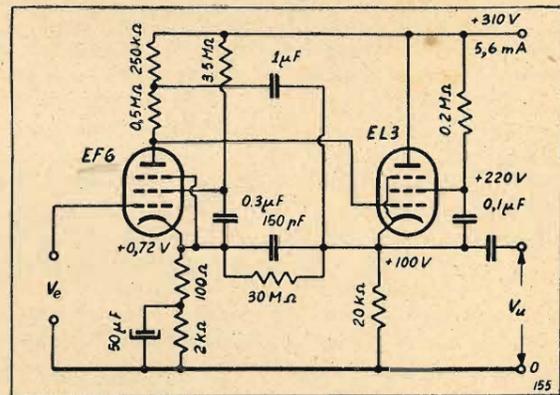
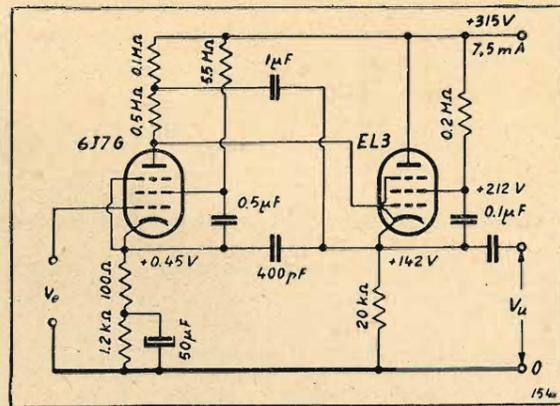



FIGURE 7-8-9. - Schemi pratici di amplificatori tipo «MU»:
*Sopra*: $A = 2300$; $R_u = 1350\ \Omega$. Poichè con questo circuito il tubo 6J7 presenta una leggera corrente di griglia, l'entrata può essere connessa soltanto a generatori aventi valori relativamente ridotti dell'impedenza interna.
*Al centro*: $A = 5300$; $R_u = 3000\ \Omega$.
*In basso*: $A = 8000$; $R_u = 3500\ \Omega$.

di non linearità pari all'1 %. L'amplificazione si mantiene quasi rigorosamente costante da 50 a 10000 Hz (± 1 db); il livello del rumore di fondo è −50 dB della potenza di uscita massima.

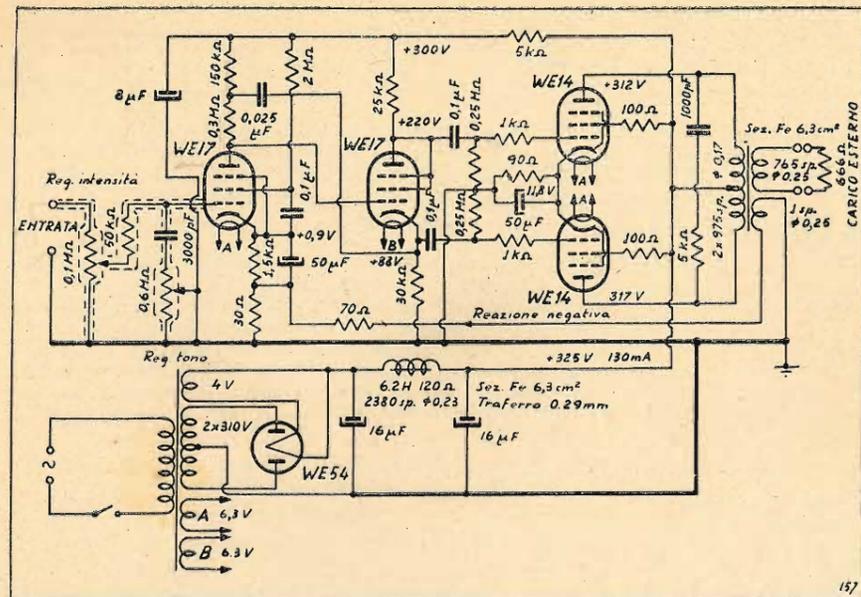
Prove sperimentali hanno dimostrato che, utilizzando i due primi pentodi l'uno come amplificatore e l'altro come invertitore di fase in conformità dei ben noti schemi usuali,



FIG. 10. - Schema pratico di un amplificatore di potenza basato sul principio dell'amplificatore tipo «MU». Esso è in grado di erogare una potenza di 15W sul carico di 666 Ω con distorsione non lineare dell'1 % e con tensione di entrata di 50 mV - punta.

non è assolutamente possibile ottenere i risultati sopraindicati specialmente nei confronti della sensibilità e della potenza massima erogata con una percentuale di distorsione prestabilita.

## APPENDICE

**n. 1.** - Per analizzare il comportamento dell'amplificatore tipo «MU» nei confronti delle fluttuazioni della tensione anodica e delle componenti di ronzio ad essa sovrapposte, con riferimento alla figura 1, si supponga che la tensione anodica subisca una variazione istantanea $\Delta v$. Ne consegue una variazione della corrente anodica del secondo tubo la quale si traduce in una variazione $\Delta v_c$ della tensione istantanea del catodo del medesimo che si sovrappone alla tensione utile di uscita. Posto: $R_a'$ = resistenza differenziale anodica del primo tubo; $R_a''$ = resistenza differenziale anodica del secondo tubo; $\mu''$ = coefficente di amplificazione del secondo tubo, la trattazione analitica del circuito fornisce:

$$\frac{\Delta v_c}{\Delta v} = \frac{R_a''/R_4 + 1}{(R_a''/R_4)(R_4/R_5 + 1) + \mu'' R_2/(R_2 + R_a') + 1} \qquad [13]$$

da cui si rileva che è sempre $\Delta v_c/\Delta v < 1$ e cioè che le componenti variabili della tensione anodica non possono in alcun caso venire amplificate.

**n. 2.** - Una rapida valutazione della distorsione non lineare dell'amplificatore tipo «MU» può ottenersi per confronto con la distorsione di un normale amplificatore ricorrendo al concetto di distorsione istantanea, valido quando lo sfasamento tra le tensioni di uscita e di entrata può ritenersi nullo. Sia $A = v_a/v_e$ l'amplificazione istantanea (rapporto tra le tensioni istantanee di uscita e di entrata): se $dA/dt = 0$ l'amplificazione istantanea è costante ed esiste un rapporto fisso di proporzionalità tra le tensioni di uscita e di entrata per cui la distorsione risulta ovviamente nulla. Inversamente se $dA/dt \neq 0$, in un intervallo di tempo infinitesimo l'amplificazione $A$ varierà della quantità infinitesima $dA$: definiamo, allora, come distorsione istantanea, nell'intervallo di tempo suddetto, la grandezza, pure infinitesima, $D = dA/A$. Il calcolo di tale grandezza, che non ha nulla a che fare con la distorsione percentuale, permette un agevole confronto della tendenza alla distorsione di circuiti contenenti elementi non lineari.

Nel caso dell'amplificatore tipo «MU» detti elementi sono i tubi termoionici la cui resistenza differenziale anodica risulta, in genere, funzione della corrente anodica (il coefficente di amplificazione si mantiene invece da essa praticamente indipendente durante un ciclo dinamico completo). Ciò posto, analizziamo separatamente le distorsioni istantanee introdotte dai due tubi. Per il primo tubo si consideri variabile la resistenza differenziale anodica, $R_a'$: differenziando la [4] rispetto ad $R_a'$ e ordinando si ottiene:

$$D_1 = dA/A = -\frac{dR_a'}{R_a'} \cdot \frac{1}{1 + R_2/R_a'(1-K)} \qquad [14]$$

Si supponga ora di abolire il collegamento caratteristico $R_4C_4$ ponendo così il primo tubo in condizione di funzionamento ordinario: all'uopo si ponga $K = 0$ e si consideri in luogo della precedente variazione $dR_a'$ della resistenza differenziale anodica una variazione $dR_a'/(1-K)$ dato che in questo caso la corrente alternativa anodica diviene, a parità di tensione, $1/(1-K)$ volte più intensa che non nel caso precedente. Operando dette sostituzioni nella [14] si ottiene:

$$D_1' = -\frac{dR_a'}{R_a'} \cdot \frac{1}{(1-K)(1 + R_2/R_a')}.$$

Ne consegue che il rapporto $D_1'/D_1$ tra i valori che la distorsione istantanea assume nei due casi vale:

$$\frac{D_1'}{D_1} = \frac{1}{(1-K)^2} \cdot \frac{R_a'(1-K) + R_2}{R_a' + R_2} \qquad [15]$$

Poichè, in genere, $1/(1-K)^2 = 0{,}01 \div 0{,}001$, ne deriva che la distorsione istantanea dovuta al primo tubo si riduce, per effetto del collegamento caratteristico, ad una aliquota trascurabile.

Per analizzare la distorsione dovuta alla non linearità del secondo tubo, si supponga che l'amplificazione effettiva $K$ del medesimo sia variabile nel tempo. Differenziando la [4] rispetto a $K$ e ordinando si ottiene:

$$D_2 = \frac{dA}{A} = \frac{dK}{K} \cdot \frac{1}{1 - KR_a'/(R_a' + R_2)} \qquad [16]$$

dalla quale si deduce che, essendo $dA/A > dK/K$, la distorsione istantanea dell'amplificatore è sempre maggiore di quella del secondo stadio considerato separatamente. L'aumento della distorsione è tanto più elevato quanto più alto è il rapporto $R_a'/R_2$. Ciò nonostante $D_2$ si mantiene sempre assai ridotta a causa dell'esiguità che il rapporto $dK/K$ assume per effetto del fortissimo accoppiamento controreattivo esistente tra griglia e catodo del secondo tubo. Analizzando, infatti, il funzionamento di quest'ultimo si perviene alla relazione:

$$\frac{dK}{K} = \frac{dR_a''}{R_a''} \cdot \frac{1}{1 + (1 + \mu'')R'/R_a''} \qquad [17]$$

in cui: $R_a''$ = resistenza differenziale del secondo tubo,
$\mu''$ = coefficente di amplificazione del secondo tubo,
$R' = R_4R_5/(R_4 + R_5)$.

la quale mostra che, in genere, la non linearità del secondo tubo (variabilità di $R_a''$) influisce in misura ridottissima nell'amplificazione del medesimo. In base all'analisi precedente si giunge quindi alla conclusione che, in generale, la distorsione di non linearità dell'amplificatore tipo « MU » assume valori relativamente esigui ed è da imputarsi quasi esclusivamente al secondo tubo.

**n. 3.** - Ricordiamo che come resistenza interna di un generatore qualsiasi si definisce il valore ohmico di un resistore che, derivato ai morsetti del generatore, ne provoca il dimezzamento della tensione erogata a vuoto. Calcolando tale valore per l'amplificatore rappresentato in figura 1, si perviene, per la resistenza di uscita $R_u$, all'espressione:

$$R_u = \frac{1}{1+R'[R_a'+R_2(1+\mu'')]/R_a''(R_2+R_a')} =$$

$$= \frac{R_a''R'}{R_a''+R'} \, \frac{1}{1+[K/(1-K)]\,[R_2/(R_a'+R_2)]} \qquad [18]$$

da cui discende che $R_u$ diminuisce con l'aumentare del rapporto $R_2/R_a'$ e tende a zero col tendere di $K$ all'unità, vale a dire col tendere all'infinito del coefficente di amplificazione $\mu''$ del secondo tubo.

**n. 4.** - La capacità anodica $C_1$ del primo tubo può considerarsi costituita dalle seguenti capacità parziali disegnate con linee a tratti in figura 11:

*a*) capacità $C'$ = somma risultante dalle capacità dell'anodo del primo tubo con la griglia di soppressione e con la griglia schermo del medesimo (nella figura 11 si è contrassegnata con $C'$, per semplicità, la sola capacità tra anodo e griglia di soppressione, intendendo in essa conglobata la capacità tra anodo e griglia schermo);

*b*) capacità $C''$ = capacità tra griglia e anodo del secondo tubo. In essa s'intende pure conglobata la capacità del collegamento di griglia del tubo stesso;

*c*) capacità $C'''$ = capacità tra griglia e catodo del secondo tubo.

Le capacità $C'$ e $C''$ possono ritenersi equivalenti ad una capacità $C_1 = C' + C''$ derivata tra anodo e catodo del primo tubo mentre che la capacità $C'''$ può essere con buona approssimazione trascurata in relazione alla quasi equipotenzialità della griglia e del catodo del secondo tubo (infatti la corrente alternativa che finisce in $C'''$ assume un valore $1/(1-K)$ volte minore di quello che si riscontrerebbe se alle armature di $C'''$ fosse applicata tutta la tensione alternativa anodica del primo tubo. Poichè $1/(1-K) = 20 \div 50$, tale corrente diviene trascurabile di fronte a quella che fluisce in $C'$ e in $C''$).

Ammettendo dunque che la capacità anodica del primo tubo equivalga ad un condensatore di capacità $C_1 = C' + C''$ posto in parallelo al tubo medesimo, si perviene alla seguente espressione dell'amplificazione $A$ (di cui la [4] rappresenta un caso particolare):

$$A = V_u/V_e = \frac{\mu' K}{1+(1-K)\,R_a'/R_2 + j\omega\, C_1 R_a'} \qquad [19]$$

in cui $\omega$ è la pulsazione, $R_a'$ e la resistenza differenziale del primo tubo e $\mu'$ il suo coefficente di amplificazione. $A$ risulta, quindi, una quantità complessa caratterizzata da un modulo $|A|$ e da un

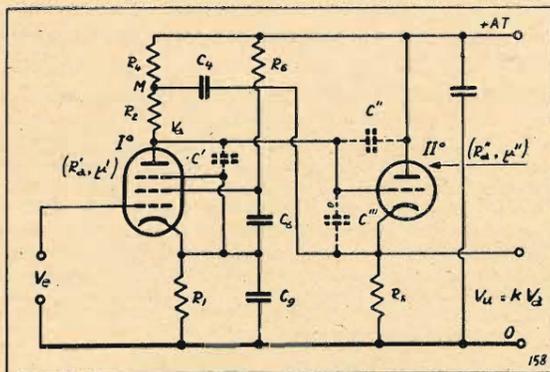



FIG. 11. - Le capacità $C'$, $C''$, $C'''$ (tratteggiate) rappresentano le capacità interelettrodiche dei tubi I° e II°. Il loro effetto si traduce in una diminuzione del carico anodico del I° tubo crescente con la frequenza.

argomento $\varphi$ definiti dalle relazioni:

$$|A| = \mu' K / \sqrt{[1+(1-K)\,R_a'/R_2]^2 + \omega^2 C_1^2 R_a'^2} \qquad [20]$$

$$\mathrm{tang}\,\varphi = -\omega \frac{C_1 R_a'}{1+(1-K)\,R_a'/R_2} \qquad [21]$$

Considerando come gamma utile l'intervallo di frequenza entro cui $|A|$ è compreso tra il valore $A_0$ che si ha per $\omega C_1 R_a' << 1 + (1-K)R_a'/R_2$ ed il valore $A_0/\sqrt{2}$, la frequenza limite superiore $f_{max}$ della gamma utile, è definita dalla relazione:

$$f_{max} = (10^6/2\pi C_1)\,[1/R_a' + (1-K)/R_2] \quad (\mathrm{Hz}, \mathrm{M\Omega}, \mathrm{pF}) \qquad [22]$$

per tale frequenza $\varphi = -45^0$, cioè la tensione di uscita è sfasata di $45^0$ gradi rispetto a quella di entrata.

Come si è detto nel testo, la gamma utile può essere notevolmente allargata per mezzo di un collegamento reattivo tra i catodi dei due tubi effettuato per mezzo degli elementi $R_1$, $R_3$, $C_3$ (vedi fig. 3). In tal caso, sviluppando l'equazione del circuito si perviene alla seguente espressione generale dell'amplificazione $A$, che può ritenersi quasi rigorosamente valida in tutto il campo di frequenza in cui risulta $\omega R_1 << 1/C_3$:

$$A = \frac{\mu' K}{1+\frac{(1-K)R_a'}{R_2}+R_1(1+\mu')\left[\frac{(1-K)}{R_2}-\frac{K}{R_3}\right]+j\omega\,[C_1 R_a' - C_3 R_1 K(1+\mu')]} \qquad [23]$$

la quale coincide con la [4] qualora si assuma:

$$C_3/C_1 = R_a'/(1+\mu')\,KR_1 \qquad [7] \qquad\qquad R_3/R_2 = K/(1-K) \qquad [8]$$

Resta così dimostrata la possibilità di conseguire una compensazione quasi perfetta della capacità $C_1$ e con essa un forte allargamento della gamma utile. Tale compensazione è valida anche nei confronti della fase come immediatamente può rilevarsi in relazione all'annullamento del termine immaginario nel denominatore della [23].

**n. 5.** - Se esiste la resistenza $R_3$ dimensionata secondo la [8] il condensatore $C_0$ perde ogni influenza sul valore dell'amplificazione dato che la reazione negativa, determinata dal fluire della corrente anodica del primo tubo attraverso il gruppo di polarizzazione $R_9C_9$, viene ad essere esattamente compensata dalla reazione positiva determinata dalla corrente che fluisce attraverso $R_3$.

In questo caso l'effetto di $C_9$ si traduce in una riduzione della distorsione non lineare e della resistenza di uscita dell'amplificatore.

L'esistenza di tale relazione tra l'impedenza catodica del primo tubo e le caratteristiche dell'amplificatore anche in condizioni di esatta neutralizzazione della corrente catodica del tubo stesso, può apparire, in prima analisi, alquanto singolare. In effetti il fenomeno, constatato sperimentalmente, può essere dedotto analiticamente differenziando l'espressione generale [23] dell'amplificazione rispetto a $K$. Più semplicemente ci si può rendere ragione di esso se si tiene presente che la compensazione effettuata con la resistenza $R_3$ in base alla [8] può ritenersi esatta soltanto nell'ipotesi in cui $K$ mantenga un valore costante. Ciò non si verifica quando, ad esempio, il secondo stadio presenta distorsione non lineare. In questo caso il valore istantaneo di $K$ diviene funzione del tempo ed oscilla periodicamente intorno ad un valore medio che può ad esempio coincidere con quello assunto per il calcolo di $R_3$. Ne consegue che la compensazione della corrente catodica del primo tubo risulta rigorosa soltanto in corrispondenza degli istanti in cui $K$ assume il valore medio e diviene errata per eccesso e per difetto, alternativamente, nel rimanente intervallo di tempo.

In relazione di ciò anche l'amplificazione istantanea varia periodicamente da un massimo ad un minimo in fase con le variazioni di $K$, così che ne risulta un aumento effettivo della distorsione non lineare.

Analogo fenomeno si verifica caricando i morsetti di uscita con un'impedenza esterna. Poichè, in questo caso, $K$ diminuisce, lo squilibrio che si origina nella compensazione, determina un'ulteriore diminuzione dell'amplificazione, cosichè tutto si svolge come se la resistenza interna dell'amplificatore fosse aumentata. In pratica l'assenza di $C_9$ può giungere a raddoppiare la distorsione di non linearità e a triplicare la resistenza di uscita.

È opportuno, infine, notare che, anche quando è presente $C_9$ l'inserzione della resistenza $R_3$ determina una maggiore uniformità di responso nel campo della frequenza basse, specialmente in prossimità del limite inferiore della gamma di funzionamento.

*Ufficio progetti e ricerche della Magnadyne-Radio.*



# IL PROBLEMA ACUSTICO DELLE SALE PER AUDIZIONE(*)

ing. LUCIANO SCHOLZ, arch. ENZO VENTURELLI

*SOMMARIO. Si richiamano in primo luogo le definizioni delle principali grandezze che si incontrano nello studio delle sale acustiche, si riportano le formule per il calcolo del tempo di riverberazione e i coefficenti di assorbimento dei principali materiali che si usano nelle sale per audizione. Successivamente si mettono in rilievo le diversità delle esigenze imposte nelle sale per teatri e per concerti ove non vi è amplificazione elettronica dei suoni e per i cinematografi ove invece praticamente non vi sono limitazioni nella potenza acustica a disposizione. Vengono indicate le varie soluzioni normalmente adottate nei diversi casi per ottenere i risultati desiderati.*

## 1. Generalità.

Una buona sala per audizione è caratterizzata dal fatto che l'energia sonora, emessa da uno dei suoi punti, si distribuisce con sufficente uniformità senza focalizzazioni, senza cioè che in alcune zone limitate, l'energia sonora si concentri mentre in altre arrivi solo in piccola quantità (zone sorde). Inoltre devono mancare i fenomeni di eco, e le riflessioni multiple (che hanno luogo quando il suono, proveniente dalla sorgente sonora, incide su superfici più o meno riflettenti) devono essere contenute entro limiti ristretti per salvaguardare la chiarezza e la nitidezza dei suoni. Occorre infine che i suoni arrivino all'orecchio degli uditori mantenendo una struttura il più possibile simile a quella dei suoni emessi dalla sorgente sonora; durante le riflessioni dovranno cioè essere conservate le armoniche originarie; in altre parole le riflessioni non devono essere selettive.

Si esamineranno più avanti le condizioni che debbono essere soddisfatte per ottenere tali proprietà acustiche.

Prima però si richiameranno brevemente alcune definizioni e nozioni di acustica che particolarmente interessano in seguito.

*Intensità E del suono* in un punto dello spazio è il rapporto fra le quantità di energia sonora che nell'unità di tempo colpisce un elemento di superfice piana contenente il punto, normalmente alla direzione di propagazione, e l'area di detto elemento. Tale intensità viene anche più specificatamente chiamata intensità energetica del suono. L'unità di misura è il microwatt/cm².

*Potere assorbente* di un dato materiale si definisce il rapporto fra l'intensità sonora assorbita e quella incidente.

*Potere riflettente* di un dato materiale si definisce il rapporto fra l'intensità sonora riflessa e quella incidente.

*Coefficente di assorbimento* $\alpha$ è un numero compreso tra zero e uno che esprime l'energia assorbita da un m² di materiale riferito all'energia assorbita da un'apertura di un m² (assorbimento totale).

Nella seguente tabella 1 si riportano i valori del coefficente di assorbimento per $f = 517$ Hz.

TAVOLA I.

| | |
|---|---|
| Finestra aperta su area libera | 1 |
| Muro usuale (mattoni e calce) con superfice coperta di intonaco | 0,03 |
| Muro di mattoni e cemento | 0,025 |

| | |
|---|---|
| Muro usuale intonacato e verniciato | 0,017 |
| Marmo | 0,01 |
| Vetro di piccolo spessore | 0,03 |
| Intonaco a base di calce o gesso (su legno, mattoni, ecc.) | 0,025 ÷ 0,035 |
| Intonaco a base di calce o gesso (vernic.) | 0,02 |
| Legno duro (superfice naturale) | 0,06 |
| Legno verniciato o lucidato | 0,03 |
| Tappeti a seconda dello spessore | 0,15 ÷ 0,25 |
| Stoffa a base di cotone - circa 350 g/m² su muro di mattoni | 0,11 |
| Cuscini | 0,6 ÷ 0,7 |
| Materiale di tipo Linoleum su strati di materiale duro | 0,03 |
| Aglomerati porosi di fibre vegetali, spessore 1 cm circa | 0,15 ÷ 0,25 |
| Feltro, spessore 1 cm circa | 0,15 ÷ 0,30 |
| Feltro, spessore 3 cm circa | 0,5 ÷ 0,6 |
| Area occupata da persone in piedi o sedute (almeno 2 per m²) | 0,8 ÷ 0,95 |
| Vetro filato a fibra lunga: Vetroflex | 0,90 |

Il coefficente di assorbimento varia al variare della frequenza. Nella figura 1 è riportata la variazione di tale coefficente in funzione della frequenza per alcuni materiali e per un'area densamente occupata da persone.

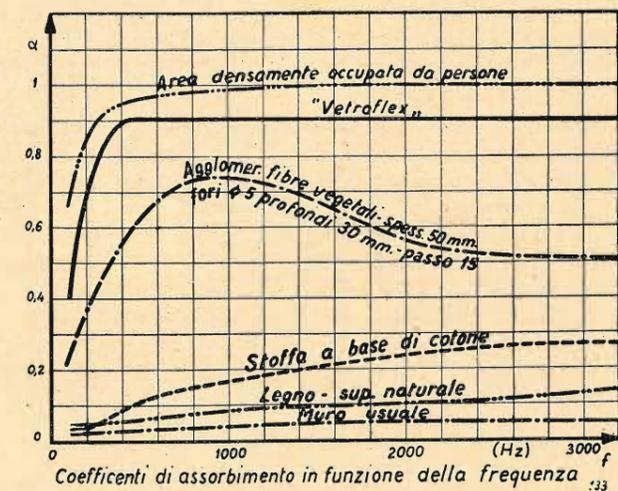



FIG. 1. - Coefficenti di assorbimento di diversi materiali frequentemente usati nelle sale di audizione in funzione della frequenza.

(*) Pervenuto alla redazione il 13-III-1946.

Come si vede le persone costituiscono un ottimo materiale assorbente. Subito dopo, con notevole distacco, dagli altri materiali si fa notare il vetro filato a fibra lunga: vetroflex; esso si presenta come materiale di qualità assorbenti di gran lunga superiori a tutti gli altri ed il suo impiego si impone in tutte le opere importanti di correzione acustica delle sale di audizione.

*Coefficente medio di assorbimento.* Se in una sala le pareti sono ricoperte da materiali variamente assorbenti, e quindi con coefficenti di assorbimento diversi, si potrà spesso nei calcoli, introdurre un coefficente di assorbimento medio, dato dalla formula:

$$a_m = \frac{\Sigma\, a_n S_n}{\Sigma\, S_n}$$

dove $a_n$ è il coefficente di assorbimento del materiale della porzione di superfice $n$ di area $S_n$. Le sommatorie s'intendono estese a tutte le porzioni di superfice costituenti le pareti della sala.

*Tempo di riverberazione - coda sonora.* In una sala le riflessioni delle pareti avvengono come se esistessero sorgenti sonore virtuali, immagini speculari rispetto alle pareti, della sorgente emittente. A loro volta queste sorgenti sonore (primarie) danno luogo, per riflessioni, allo stesso modo di quella reale, a sorgenti sonore virtuali secondarie, terziarie, ecc. Il suono arriva così all'orecchio di ogni spettatore come se provenisse da ognuna di tali sorgenti.

La diversità di distanza che le sorgenti sonore reali o virtuali hanno dall'orecchio dell'uditore fa sì che il suono venga percepito ad intervalli di tempo differenti per cui il suono non cessa di essere percepito quando si arresta l'emissione sonora della sorgente reale, ma continua ad esserlo con intensità decrescente per un certo tempo, fino al pratico annullamento.

A tale fenomeno si dà il nome di coda sonora o riverberazione.

Il tempo impiegato perchè l'intensità iniziale $E_0$ si riduca ad un milionesimo di tale valore, diventi cioè $E_1 = 10^{-6} E_0$ (diminuisca di 60 decibel) viene chiamato tempo di riverberazione. Questo tempo si misura in secondi.

È chiaro che quanto più le pareti della sala sono assorbenti, tanto più piccolo sarà il tempo di riverberazione.

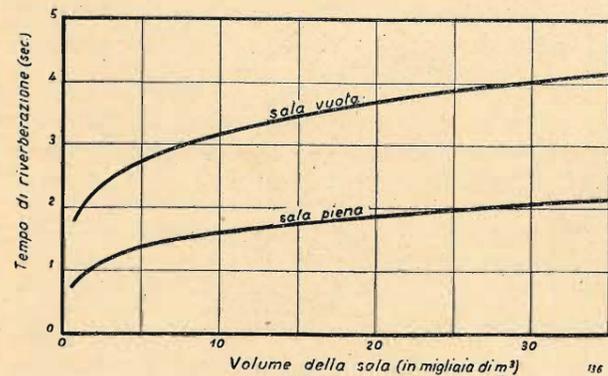



FIG. 2. - Limiti entro i quali deve essere contenuto il tempo di riverberazione in funzione del volume della sala.

Valori di 5 o 6 secondi del tempo di riverberazione sono eccezionali.

Una sala di buone qualità acustiche deve avere valori del tempo di riverberazione compresi entro limiti prefissati. Un tempo di riverberazione troppo corto dà sale sorde; troppo lungo dà sale rimbombanti. Nel diagramma della figura 2 sono riportati i tempi di riverberazione più convenienti per sale adibite a spettacoli misti. Sono riportate due curve corrispondenti rispettivamente a sale vuote e a sale occupate totalmente.

Si può ritenere che il tempo di riverberazione di una sala sia direttamente proporzionale al volume di questa e inversamente proporzionale all'assorbimento delle pareti ($= \Sigma\, a_n S_n$) per cui si potrà scrivere col Sabine:

$$t = K \frac{V}{\Sigma\, a_n S_n} \qquad (V \text{ in m}^3,\ S \text{ in m}^2)$$

Per $t$ misurato in secondi è $K = 0{,}161$ s/m.

Si fa notare che nel calcolo di $\Sigma\, a_n S_n$ la sommatoria si intende estesa alle aree delle singole pareti ed agli oggetti eventualmente presenti nel locale (sedie, poltrone, persone ecc.). Se tali oggetti occupano in modo effettivo una porzione di qualche parete, questa porzione d'area dovrà essere detratta nel calcolare il prodotto $a_n S_n$ relativo a quella parete.

La formula di Sabine non dà però sempre buoni risultati, e molti preferiscono usare una formula più generale proposta dall'Eyring:

$$t = \frac{0{,}07\, V}{S \log_{10}(1 - a_m)} \qquad (V \text{ in m}^3,\ S \text{ in m}^2,\ t \text{ in s})$$

che comprende quella di Sabine come caso particolare.

Si vedrà ora quali sono le condizioni che debbono essere soddisfatte per ottenere proprietà acustiche soddisfacenti nei teatri, nei cinematografi e negli auditori per concerti.

## 2. I Teatri.

La sorgente di energia sonora è costituita dalle voci degli attori e dei suoni non amplificati dall'orchestra; è necessario che la maggior quantità possibile di tale energia pervenga agli spettatori perchè si abbia una audizione soddisfacente.

Per raggiungere questo risultato bisogna far sì che l'energia incidente sulle pareti della sala venga riflessa sulle superfici nelle quali trovano posto gli spettatori. Conviene inoltre che queste ultime siano molto assorbenti per evitare dannose riflessioni. Come si è visto, gli spettatori di per se stessi costituiscono superfici assorbenti molto efficaci. In mancanza di spettatori le caratteristiche di assorbimento peggiorano fortemente se non si provvede ad imbottire le sedie e se non si copre i pavimenti con spessi tappeti.

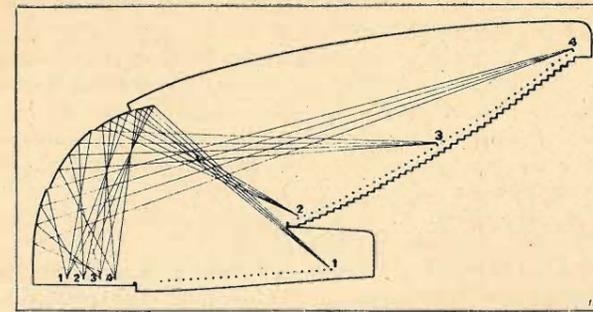
La massima cura va posta nello studio della volta della sala e del boccascena che devono essere sagomati in modo che l'energia incidente venga riflessa sugli spettatori con la massima uniformità possibile. Diversi metodi



FIG. 3. - La volta della scena è sagomata con tratti di superfice a sezione elittica aventi i fuochi in diverse posizioni ove sono sistemati gli spettatori. Si ottiene così una intensificazione e una migliore distribuzione dei suoni.

sono stati escogitati a tale scopo; tra questi si segnalano particolarmente:

1) il metodo delle ellissi che serve per progettazione di prima approssimazione e si basa sulla nota proprietà dell'ellisse che il raggio riflesso di un raggio uscente da un fuoco passa per l'altro fuoco. Sagomando la volta ed il boccascena con tratti di superfici cilindriche a sezione ellittica con i fuochi rispettivamente in varie posizioni di spettatore e nella sorgente sonora si riesce a distribuire abbastanza uniformemente l'energia sonora fra gli uditori (fig. 3);

2) il metodo grafico-analitico di E. Lorenzelli (1) si propone di ottenere l'equipotenza di audizione sagomando opportunamente il soffitto riflettente con la condizione che l'intensità percepita da ogni uditore sia uguale a quella in corrispondenza di una superfice sferica di raggio $r_0$ prefissato.

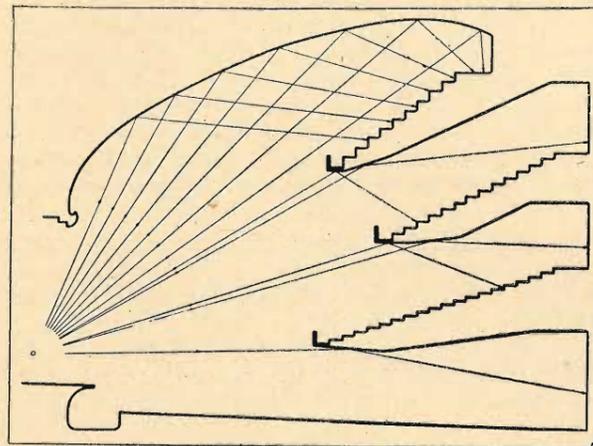



FIG. 4. - Sezione di una sala vincolata nello spazio il quale è stato sfruttato al massimo sistemando tre gallerie. Per ottenere un'intesità di suono nelle gallerie intermedie, ove non si utilizza l'effetto riflettente del soffitto, si sfrutta la riflessione delle pareti laterali.

Purtroppo la forma della sala di pubblico spettacolo è definita sempre oltre che da ragioni acustiche, anche

(1) A. CASSI RAMELLI: *Edifici per gli spettacoli.* A. VALLARDI. Milano, 1946, p. 76.

da altre esigenze dovute a varie ragioni; fra le tante:

*a*) sfruttamento massimo dell'area onde ottenere un massimo numero di posti;

*b*) minima progettazione di opere da costruirsi e questo per ragioni economiche;

*c*) vincoli di confine di proprietà e di altezza, immancabili nelle aree private urbane;

Queste sono sempre le ragioni che maggiormente impediscono la progettazione e costruzione della forma ideale e teorica di queste sale. Ad esempio pratico di quanto sopra, presentiamo (fig. 4) il profilo di una sala che si sta costruendo, progettata dall'architetto Venturelli. La volta è stata disegnata usando i procedimenti sopra indicati in modo da uniformizzare l'intensità sonora incidente sui vari punti del loggione. Non potendo per ragioni costruttive, ottenere il medesimo risultato per le altre gradinate (come appare chiaro dal disegno) si è dovuto far riflettere il suono dalle pareti laterali, opportunamente rese riflettenti ed assorbenti. Pertanto le superfici riflettenti, nel progetto in questione, sono costituite: dal soffitto e parzialmente dalle pareti laterali. Sono invece assorbenti: la platea, la parete di fondo e parte delle pareti laterali.

Perchè non si verifichino fenomeni di eco, che renderebbero oltremodo sgradevole l'audizione, bisogna tener presente quanto segue:

E' notorio che l'orecchio riesce a percepire distinti suoni intervallati da 1/12 a 1/15 di secondo. Se avviene che il suono prodotto in un dato istante della sorgente sonora, il quale perviene allo spettatore sia per via diretta che dopo aver subito una o più riflessioni, percorra due cammini la cui differenza sia dell'ordine di 30 m (cammino che il suono copre appunto nel tempo suddetto) si ha manifestamente il fenomeno dell'eco. Si è pertanto verificato nel progetto che tali differenze di cammino non si verificano e ciò si è ottenuto sia riducendo il più possibile le dimensioni della sala, compatibilmente col confort degli spettatori, sia provvedendo a rendere assorbenti quei tratti di superfici dai quali si dipartirebbero suoni riflessi nelle sopradette condizioni svantaggiose.

Per l'applicazione di quanto sopra si rendono veramente preziosi i materiali ad alto potere assorbente quali il vetroflex. Si fa notare che l'uso di detti materiali permette l'eliminazione, anche «a posteriori» del fenomeno dell'eco, quando in un teatro già costruito si vengono a produrre tali inconvenienti.

Per quanto riguarda il tempo di riverberazione ci si può riferire al diagramma della figura 2. Tale tempo può variare notevolmente con il numero delle persone presenti nella sala e può anche avvenire che l'audizione diventi pessima se tale numero scende sotto un certo limite. A tale inconveniente si può ovviare, generalmente, se si imbottiscono le sedie e si copre con tappeti il pavimento, come si è detto in precedenza.

Per avere un'idea di come vari il tempo di riverberazione della sala di un teatro prima vuota e poi completamente occupata, si eseguirà, a titolo d'esempio, un calcolo di massima servendosi dei coefficenti di assorbimento elencati nella Tabella 1 e di quelli relativi all'assorbimento per oggetti singoli elencati nella seguente tabella 2.

Tavola II.

| Oggetto | $a$ per ogni unità |
|---|---|
| Persona adulta | 0,35 ÷ 0,47 |
| Panca da chiesa | 0,2 ÷ 0,4 |
| Sedia di legno non imbottita | 0,007 ÷ 0,015 |
| » » con sedile impagliato | 0,03 |
| Poltroncina imbottita | 0,1 ÷ 0,3 |
| Piante da camera - per ogni m² occupato dal fogliame (fitto) | 0,1 |

La sala abbia le dimensioni medie di 25×48×10 m. Il volume è di 12000 m³. Il numero di posti 2000. L'assorbimento delle varie parti della sala e degli oggetti in essa contenuti è (sala vuota):

| | | | |
|---|---|---|---|
| Pavimento in cemento | $S$=1200 m² | $a$=0,015 | $aS$=18 |
| Pareti con sup. intonac. | » =1210 » | » =0,03 | » =36 |
| Boccasc. con tendaggio | » = 100 » | » =0,3 | » =30 |
| Soffitto intonacato | » =1000 » | » =0,03 | » =30 |
| Sedie di legno lucidato | $N$=2000 | » =0,01 | » =20 |
| Tappeti nelle guide | $S$= 100 m² | » =0,20 | » =20 |

La formula di Sabine dà per il tempo di riverberazione $t$=12,5″, quella di Eyring un tempo $t$=12,3″. La sala è quindi assolutamente inutilizzabile in tali condizioni.

Supponiamo ora che vengano occupati tutti i 2000 posti. L'assorbimento sarà aumentato di 2000×0,45=900; perchè ogni poltrona varia il proprio assorbimento da 0,01 a 0,46. Il tempo di riverberazione diventa $t$=1,8″ (Sabine) e $t$=1,75″ (Eyring).

Dal diagramma della figura 2 risulta che il tempo di riverberazione a sala occupata non dovrebbe superare 1,7 ÷1,8″. Siamo dunque nelle condizioni richieste solo nel caso di sala completamente piena.

Decidendo di apportare alcune modifiche al rivestimento della sala, coprendo 610 m² di parete con solo materiale assorbente ed accettando di usare 800 poltroncine in luogo di altrettante sedie, gli assorbimenti diventano:

| | | | |
|---|---|---|---|
| Pavimento in cemento | $S$=1200 m² | $a$=0,015 | $aS$=18 |
| Pareti: Piastre forate e vetroflex | » = 610 » | » =0,8 | » =488 |
| » Intonaco | » = 600 » | » =0,2 | » =18 |
| Boccasc. con tendaggio | » = 100 » | » =0,03 | » =20 |
| Soffitto intonacato | » =1000 » | » =0,03 | » =30 |
| Sedie di legno | $N$=1200 | » =0,01 | » =12 |
| Poltroncine | » = 800 | » =0,25 | » =200 |
| Tappeti nelle guide | $S$= 100 m² | » =0,20 | » =20 |

Il tempo di riverberazione a sala vuota risulta così: $t$=2,4″ (Sabine). A sala totalmente occupata invece si avrà un aumento dell'assorbimento di 0,45×1200+ +0,21×800=708. Il tempo di riverberazione diventa conseguentemente: $t$=1,3″ (Sabine).

Come si vede le caratteristiche della sala sono migliorate notevolmente.

## 3. I Cinematografi.

Contrariamente a quello che succede per i teatri, si possono avere a disposizione, nei cinematografi, grandi quantità di energia sonora. Ciò si ottiene mediante l'impiego di amplificatori la cui potenza di uscita sia proporzionata al volume della sala. Nella figura 5 è riportato un diagramma dal quale si può ricavare appunto la potenza di uscita del complesso amplificatori in decibel, rispetto al «livello» di riferimento di 6 milliwatt, in funzione del volume della sala, per ottenere una conveniente energia sonora.

Ciononostante è sempre conveniente ridurre il volume della sala al minimo indispensabile. Come dato d'orientamento si può ritenere che la cubatura di una sala di media capienza si aggiri intorno a 4 ÷5 m³ per spettatore.

Nella scelta del tempo di riverberazione bisogna tener presente che questo deve essere inferiore a quello di sale da teatro di uguale cubatura e ciò perchè al tempo di riverberazione proprio della sala viene a sommarsi quello della pellicola, cioè quello dei locali da presa. È necessario quindi, più che mai fare uso di materiali molto assorbenti onde ridurre tale tempo entro limiti opportuni. Data la maggiore energia sonora messa a disposizione dall'amplificatore non è necessario fare uso di superfici molto riflettenti.

Si sfrutta invece la proprietà direttrice che hanno gli altoparlanti per cui l'intensità è massima sull'asse di questi e diminuisce con l'aumentare dell'angolo formato fra i raggi uscenti dall'altoparlante e l'asse di questo. Tale caratteristica è più pronunciata per i suoni ad alta frequenza che per quelli a bassa. Conviene pertanto disporre dietro allo schermo un numero sufficente di altoparlanti ad assi variamente inclinati in modo da «battere» tutta la sala anche con suoni di frequenza elevata.

Può essere talvolta opportuno variare progressivamente l'assorbimento. Ciò si può ottenere, nel modo migliore facendo uso di piastre bucherellate poste davanti al materiale assorbente. Evidentemente, maggiore è il rapporto fra l'area dei fori e quella della piastra, tanto più alto è il coefficente di assorbimento. Nella figura 6 il diagramma mostra come varia il coefficente di assorbimento nella combinazione - *piastre di stucco forate* - *Vetroflex* in funzione del rapporto suddetto ($f$=1000 Hz).

Come si vede, con tale combinazione si possono ottenere coefficenti di assorbimento variabili e si possono rivestire le pareti della sala nel modo più opportuno lasciando

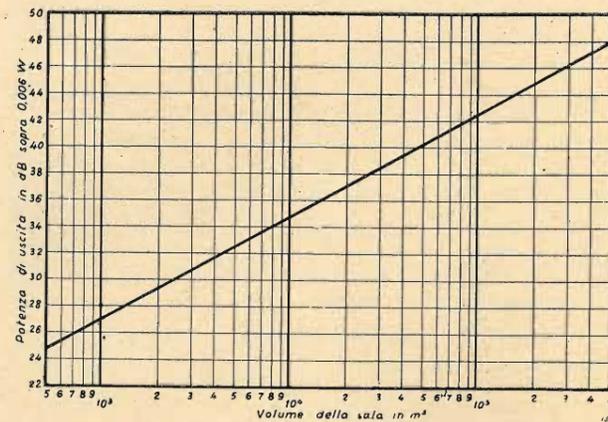



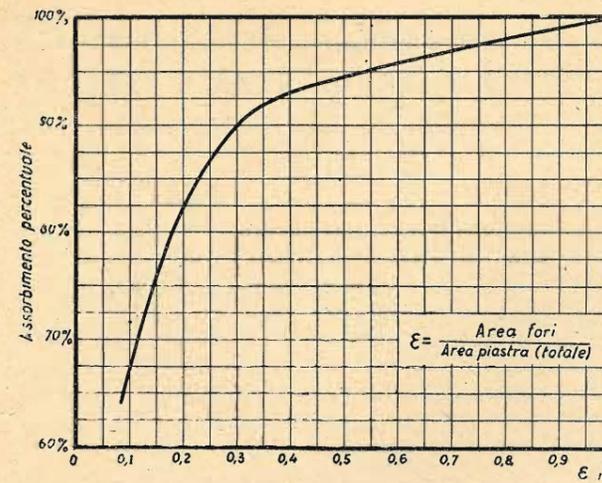
Fig. 5. - Potenza di uscita di un amplificatore in funzione del volume della sala che deve servire.



Fig. 6. - Coefficente di assorbimento in funzione del rapporto fra l'area dei fori e quella totale per la combinazione: *vetroflex ricoperto con piastre di stucco forate.*

a tali pareti un appropriato potere riflettente là dove ciò sia consigliabile e viceversa. Usando stucchi di diversi toni di colore si possono contemporaneamente ottenere notevoli effetti architettonici.

Conviene usare sempre nei cinematografi, materiali che assorbano bene le frequenze basse che si trovano in grande quantità nella trasmissione sonora. Ciò contribuisce ad aumentare la chiarezza dei suoni trasmessi. Dalla figura 1 appaiono chiaramente le notevoli qualità assorbenti del Vetroflex, anche per le basse frequenze, per cui l'impiego di tale materiale dà piena garanzia di successo.

Per quanto riguarda la forma da dare alla sala converrà che le dimensioni medie di altezza, larghezza e lunghezza stiano all'incirca nel rapporto 1:1,5:2,5. Le pareti laterali non dovranno essere piane nè parallele per evitare dannose riflessioni con pericolo di noiose interferenze. La forma in pianta più consigliabile è quella a ventaglio con il lato più stretto dalla parte dello schermo. La superfice delle pareti laterali deve essere possibilmente formata a risalti sagomati, in modo da diffondere il suono. Così pure il soffitto dovrà favorire la diffusione di quella parte di energia sonora che esso non assorbe. A tal uopo è opportuno che i soffitti seguano un andamento concavo.

Infine dovrà essere rivolta particolare attenzione affinchè non arrivino in sala di proiezione rumori provenienti dall'esterno. La cabina di proiezione dovrà essere particolarmente isolata e così pure gli impianti di condizionamento dell'aria. Le pareti a contatto con l'ambiente esterno dovranno essere a doppia parete.

## 4. Le sale da concerto.

Queste sale debbono consentire effetti musicali molto soddisfacenti ed il loro studio acustico va condotto con particolare cura:

Il progetto di queste sale si può effettuare facendo uso dei procedimenti già nominati precedentemente.

Bisognerà però tener conto del fatto che le sorgenti sonore, costituite dai singoli strumenti e coristi, sono necessariamente distanti fra di loro poichè generalmente il numero degli esecutori è piuttosto grande. E' evidente però che la differenza di distanza fra il musicista più vicino e quello più lontano da un qualsiasi spettatore non deve superare i 30 m per le ragioni già dette nel paragrafo 2; ciò limita evidentemente l'area occupabile dall'orchestra e coristi.

E' buona norma fare in modo che ogni musicista sia visibile dagli uditori, egli sarà anche meglio udibile.

Il direttore d'orchestra va situato in una posizione che gli permetta di percepire i suoni dell'orchestra nelle stesse proporzioni godute dagli spettatori ed è spesso opportuno a tale scopo creare una superfice riflettente atta a riflettere i suoni su di lui.

Come già si disse per i cinematografi, le superfici delle pareti debbono diffondere il suono ed è opportuno quindi costruirle a risalti profondi circa 1/10 della lunghezza d'onda del suono incidente. Ciò è naturalmente possibile quando la lunghezza d'onda non sia esageratamente lunga come si verifica per i suoni bassi.

Per frequenze non inferiori ai 200 Hz bastano risalti dell'ordine 20 cm di profondità.

E' bene che il tempo di riverberazione della sala vuota e quella totalmente occupata non siano troppo discosti allo scopo di permettere l'esecuzione di prove a sala vuota che diano gli stessi risultati artistici che si otterrebbero a sala piena. Ciò si otterrà facendo uso di poltrone bene imbottite e di tappeti spessi sul pavimento.

La forma in pianta più consigliabile è anche qui quella a ventaglio. Con tale forma le pareti riflettono i suoni verso il fondo della sala e contribuiscono all'uniformità di distribuzione dell'energia sonora.

E' inutile dire che l'isolamento dai rumori provenienti dall'esterno deve essere perfetto.

Possibilmente le porte dovranno essere provviste, verso l'interno della sala, di pesanti tendaggi e si dovranno usare doppie pareti là dove queste sono a contatto con l'ambiente esterno.

# LA MISURA ELETTRICA DELLE GRANDEZZE MECCANICHE

## CIRCUITI RIVELATORI A VARIAZIONE DI RESISTENZA, INDUTTANZA E CAPACITÀ

dott. ing. GIOVANNI VILLA

### 1. Brevi considerazioni introduttive.

Come già è stato detto nella prima parte di questa rapida rassegna, i sistemi escogitati per la misura con mezzi elettrici delle grandezze meccaniche, sono molto varii e rappresentano tutto quanto l'elettrotecnica può sotto questo aspetto praticamente dare.

E' necessario perciò, onde procedere ad un loro, seppur breve esame, istituire una certa suddivisione la quale permetta di raggruppare logicamente tutti gli elementi che, almeno idealmente, sono basati sullo stesso principio informatore.

Le grandezze che nella meccanica occorre misurare sono di vario tipo e molto differenti fra di loro; si può ad esempio trattare di spostamenti molto grandi quali sono quelli che compie uno scafo sullo scalo durante il varo (qualche centinaio di metri), ma si può anche trattare di spostamenti molto piccoli quali sono quelli che occorre misurare nelle prove tensiometriche dei modelli, al naturale o in scala ridotta, di pezzi meccanici, per i quali occorrendo misurare le variazioni di lunghezza di basi molto piccole ($1 \div 2$ mm) è necessario poter leggere con precisione frazioni molto più piccole del micron.

Queste grandezze però, oltre che nel valore assoluto differiscono anche nella natura perchè possono essere spostamenti lineari, rotazioni, velocità, accelerazioni, tempi, pressioni, sollecitazioni, variazioni di lunghezza, temperature ecc.; sarà allora necessario adattare opportunamente l'apparecchiatura a ciascun caso pur lasciando costante il principio informatore.

Riteniamo perciò più opportuno per uno sguardo di insieme quale è il nostro, raggruppare questi sistemi di misura secondo la loro natura elettrica e non secondo la grandezza alla quale si riferiscono.

### 2. Sistemi di misura a variazione di resistenza.

Il primo pensiero per chi deve applicarsi a queste utilizzazioni meccaniche dell'elettrotecnica è quello di ricorrere a resistori e di sfruttare la loro variazione di resistenza in funzione della grandezza da misurare.

I resistori sono facilmente costruibili, tarabili staticamente con pochi strumenti, e permettono con grande semplicità anche la misura di grandezze dinamiche per le quali gli altri sistemi richiedono apparecchiatura a circuiti più complicati e di più difficile uso.

L'esempio dell'acustica poi, che ha trovato nel microfono a carbone il primo sistema trasduttore acustico-elettrico, era sufficientemente probativo da consigliare immediatamente questa via, che è tuttora buona e tale da attirare ancora oggi i più abili sperimentatori.

Se riusciremo perciò a costruire un resistore il quale, come abbiamo detto, vari la propria resistenza con una legge nota rispetto alla grandezza che si vuol misurare, sarà quasi immediata la disposizione di figura 1 in cui ogni variazione della resistenza di $R_v$ produrrà una corrispondente variazione dell'indicazione dello strumento $S$ il quale potrà perciò essere direttamente tarato in unità della grandezza che fa variare $R_v$.

Un circuito così semplice risente però un po' troppo della variazione della tensione $V$ della pila per cui occorrerà ricorrere a sistemi di compensazione o a reazione, tra i quali quello che più comunemente è usato è il sistema del galvanometro a bobine incrociate.

FIG. 1. - Collegamento con galvanometro semplice.

FIG. 2. - Collegamento con galvanometro a bobine incrociate.

FIG. 3. - Collegamento a ponte con galvanometro a bobine incrociate.

FIG. 4. - Collegamento a potenziometro con galvanometro a bobine incrociate.

FIG. 5. - Rivelatore di pressione per motori a scoppio di Martin e Caris a pile di carbone (Lab. General Motors).



MANUALE ELETTRONICO

G. D.

Allegato a: "ELETTRONICA" I, N. 5, Maggio 1946

DBG/1

53.081.4

# TAVOLA PER RICAVARE IL RAPPORTO FRA POTENZE oppure FRA TENSIONI o CORRENTI DATI I DECIBEL

| negativi $V_1/V_2$ | negativi $P_1/P_2$ | dB | positivi $P_1/P_2$ | positivi $V_1/V_2$ |
|---|---|---|---|---|
| **1.0000** | **1.0000** | **0** | **1.000** | **1.000** |
| 0.9886 | 0.9772 | 0.1 | 1.023 | 1.012 |
| 0.9772 | 0.9550 | 0.2 | 1.047 | 1.023 |
| 0.9661 | 0.9333 | 0.3 | 1.072 | 1.035 |
| 0.9550 | 0.9120 | 0.4 | 1.096 | 1.047 |
| 0.9441 | 0.8913 | 0.5 | 1.122 | 1.059 |
| 0.9333 | 0.8710 | 0.6 | 1.148 | 1.072 |
| 0.9226 | 0.8511 | 0.7 | 1.175 | 1.084 |
| 0.9120 | 0.8318 | 0.8 | 1.202 | 1.096 |
| 0.9016 | 0.8128 | 0.9 | 1.230 | 1.109 |
| **0.8913** | **0.7943** | **1.0** | **1.259** | **1.122** |
| 0.8810 | 0.7762 | 1.1 | 1.288 | 1.135 |
| 0.8710 | 0.7586 | 1.2 | 1.318 | 1.148 |
| 0.8610 | 0.7413 | 1.3 | 1.349 | 1.161 |
| 0.8511 | 0.7244 | 1.4 | 1.380 | 1.175 |
| 0.8414 | 0.7079 | 1.5 | 1.413 | 1.189 |
| 0.8318 | 0.6918 | 1.6 | 1.445 | 1.202 |
| 0.8222 | 0.6761 | 1.7 | 1.479 | 1.216 |
| 0.8128 | 0.6607 | 1.8 | 1.514 | 1.230 |
| 0.8035 | 0.6457 | 1.9 | 1.549 | 1.245 |
| **0.7943** | **0.6310** | **2.0** | **1.585** | **1.259** |
| 0.7852 | 0.6166 | 2.1 | 1.622 | 1.274 |
| 0.7762 | 0.6026 | 2.2 | 1.660 | 1.288 |
| 0.7674 | 0.5888 | 2.3 | 1.698 | 1.303 |
| 0.7586 | 0.5754 | 2.4 | 1.738 | 1.318 |
| 0.7499 | 0.5623 | 2.5 | 1.778 | 1.334 |
| 0.7413 | 0.5495 | 2.6 | 1.820 | 1.349 |
| 0.7328 | 0.5370 | 2.7 | 1.862 | 1.365 |
| 0.7244 | 0.5248 | 2.8 | 1.905 | 1.380 |
| 0.7161 | 0.5129 | 2.9 | 1.950 | 1.396 |
| **0.7079** | **0.5012** | **3.0** | **1.995** | **1.413** |
| 0.6998 | 0.4898 | 3.1 | 2.042 | 1.429 |
| 0.6918 | 0.4786 | 3.2 | 2.089 | 1.445 |
| 0.6839 | 0.4677 | 3.3 | 2.138 | 1.462 |
| 0.6761 | 0.4571 | 3.4 | 2.188 | 1.479 |
| 0.6683 | 0.4467 | 3.5 | 2.239 | 1.496 |
| 0.6607 | 0.4365 | 3.6 | 2.291 | 1.514 |
| 0.6531 | 0.4266 | 3.7 | 2.344 | 1.531 |
| 0.6457 | 0.4169 | 3.8 | 2.399 | 1.549 |
| 0.6383 | 0.4074 | 3.9 | 2.455 | 1.567 |
| **0.6310** | **0.3981** | **4.0** | **2.512** | **1.585** |
| 0.6237 | 0.3890 | 4.1 | 2.570 | 1.603 |
| 0.6166 | 0.3802 | 4.2 | 2.630 | 1.622 |
| 0.6095 | 0.3715 | 4.3 | 2.692 | 1.641 |
| 0.6026 | 0.3631 | 4.4 | 2.754 | 1.660 |
| 0.5957 | 0.3548 | 4.5 | 2.818 | 1.679 |
| 0.5888 | 0.3467 | 4.6 | 2.884 | 1.698 |
| 0.5821 | 0.3388 | 4.7 | 2.951 | 1.718 |
| 0.5754 | 0.3311 | 4.8 | 3.020 | 1.738 |
| 0.5689 | 0.3236 | 4.9 | 3.090 | 1.758 |
| **0.5623** | **0.3162** | **5.0** | **3.162** | **1.778** |
| 0.5559 | 0.3090 | 5.1 | 3.236 | 1.799 |
| 0.5495 | 0.3020 | 5.2 | 3.311 | 1.820 |
| 0.5433 | 0.2951 | 5.3 | 3.388 | 1.841 |
| 0.5370 | 0.2884 | 5.4 | 3.467 | 1.862 |
| 0.5309 | 0.2818 | 5.5 | 3.548 | 1.884 |
| 0.5248 | 0.2754 | 5.6 | 3.631 | 1.905 |
| 0.5188 | 0.2692 | 5.7 | 3.715 | 1.928 |
| 0.5129 | 0.2630 | 5.8 | 3.802 | 1.950 |
| 0.5070 | 0.2570 | 5.9 | 3.890 | 1.972 |
| **0.5012** | **0.2512** | **6.0** | **3.981** | **1.995** |
| 0.4955 | 0.2455 | 6.1 | 4.074 | 2.018 |
| 0.4898 | 0.2399 | 6.2 | 4.169 | 2.042 |
| 0.4842 | 0.2344 | 6.3 | 4.266 | 2.065 |
| 0.4786 | 0.2291 | 6.4 | 4.365 | 2.089 |
| 0.4732 | 0.2239 | 6.5 | 4.467 | 2.113 |
| 0.4677 | 0.2188 | 6.6 | 4.571 | 2.138 |
| 0.4624 | 0.2138 | 6.7 | 4.677 | 2.163 |
| 0.4571 | 0.2089 | 6.8 | 4.786 | 2.188 |
| 0.4519 | 0.2042 | 6.9 | 4.898 | 2.213 |

| negativi $V_1/V_2$ | negativi $P_1/P_2$ | dB | positivi $P_1/P_2$ | positivi $V_1/V_2$ |
|---|---|---|---|---|
| **0.4467** | **0.1995** | **7.0** | **5.012** | **2.239** |
| 0.4416 | 0.1950 | 7.1 | 5.129 | 2.265 |
| 0.4365 | 0.1905 | 7.2 | 5.248 | 2.291 |
| 0.4315 | 0.1862 | 7.3 | 5.370 | 2.317 |
| 0.4266 | 0.1820 | 7.4 | 5.495 | 2.344 |
| 0.4217 | 0.1778 | 7.5 | 5.623 | 2.371 |
| 0.4169 | 0.1738 | 7.6 | 5.754 | 2.399 |
| 0.4121 | 0.1698 | 7.7 | 5.888 | 2.427 |
| 0.4074 | 0.1660 | 7.8 | 6.026 | 2.455 |
| 0.4027 | 0.1622 | 7.9 | 6.166 | 2.483 |
| **0.3981** | **0.1585** | **8.0** | **6.310** | **2.512** |
| 0.3936 | 0.1549 | 8.1 | 6.457 | 2.541 |
| 0.3890 | 0.1514 | 8.2 | 6.607 | 2.570 |
| 0.3846 | 0.1479 | 8.3 | 6.761 | 2.600 |
| 0.3802 | 0.1445 | 8.4 | 6.918 | 2.630 |
| 0.3758 | 0.1413 | 8.5 | 7.079 | 2.661 |
| 0.3715 | 0.1380 | 8.6 | 7.244 | 2.692 |
| 0.3673 | 0.1349 | 8.7 | 7.413 | 2.723 |
| 0.3631 | 0.1318 | 8.8 | 7.586 | 2.754 |
| 0.3589 | 0.1288 | 8.9 | 7.762 | 2.786 |
| **0.3548** | **0.1259** | **9.0** | **7.943** | **2.818** |
| 0.3508 | 0.1230 | 9.1 | 8.128 | 2.851 |
| 0.3467 | 0.1202 | 9.2 | 8.318 | 2.884 |
| 0.3428 | 0.1175 | 9.3 | 8.511 | 2.917 |
| 0.3388 | 0.1148 | 9.4 | 8.710 | 2.951 |
| 0.3350 | 0.1122 | 9.5 | 8.913 | 2.985 |
| 0.3311 | 0.1096 | 9.6 | 9.120 | 3.020 |
| 0.3273 | 0.1072 | 9.7 | 9.333 | 3.055 |
| 0.3236 | 0.1047 | 9.8 | 9.550 | 3.090 |
| 0.3199 | 0.1023 | 9.9 | 9.772 | 3.126 |
| **0.3162** | **0.1000** | **10.0** | **10.000** | **3.162** |
| 0.3126 | 0.09772 | 10.1 | 10.23 | 3.199 |
| 0.3090 | 0.09550 | 10.2 | 10.47 | 3.236 |
| 0.3055 | 0.09333 | 10.3 | 10.72 | 3.273 |
| 0.3020 | 0.09120 | 10.4 | 10.96 | 3.311 |
| 0.2985 | 0.08913 | 10.5 | 11.22 | 3.350 |
| 0.2951 | 0.08710 | 10.6 | 11.48 | 3.388 |
| 0.2917 | 0.08511 | 10.7 | 11.75 | 3.428 |
| 0.2884 | 0.08318 | 10.8 | 12.02 | 3.467 |
| 0.2851 | 0.08128 | 10.9 | 12.30 | 3.508 |
| **0.2818** | **0.07943** | **11.0** | **12.59** | **3.548** |
| 0.2786 | 0.07762 | 11.1 | 12.88 | 3.589 |
| 0.2754 | 0.07586 | 11.2 | 13.18 | 3.631 |
| 0.2723 | 0.07413 | 11.3 | 13.49 | 3.673 |
| 0.2692 | 0.07244 | 11.4 | 13.80 | 3.715 |
| 0.2661 | 0.07079 | 11.5 | 14.13 | 3.758 |
| 0.2630 | 0.06918 | 11.6 | 14.45 | 3.802 |
| 0.2600 | 0.06761 | 11.7 | 14.79 | 3.846 |
| 0.2570 | 0.06607 | 11.8 | 15.14 | 3.890 |
| 0.2541 | 0.06457 | 11.9 | 15.49 | 3.936 |
| **0.2512** | **0.06310** | **12.0** | **15.85** | **3.981** |
| 0.2483 | 0.06166 | 12.1 | 16.22 | 4.027 |
| 0.2455 | 0.06026 | 12.2 | 16.60 | 4.074 |
| 0.2427 | 0.05888 | 12.3 | 16.98 | 4.121 |
| 0.2399 | 0.05754 | 12.4 | 17.38 | 4.169 |
| 0.2371 | 0.05623 | 12.5 | 17.78 | 4.217 |
| 0.2344 | 0.05495 | 12.6 | 18.20 | 4.266 |
| 0.2317 | 0.05370 | 12.7 | 18.62 | 4.315 |
| 0.2291 | 0.05248 | 12.8 | 19.05 | 4.365 |
| 0.2265 | 0.05129 | 12.9 | 19.50 | 4.416 |
| **0.2239** | **0.05012** | **13.0** | **19.95** | **4.467** |
| 0.2213 | 0.04898 | 13.1 | 20.42 | 4.519 |
| 0.2188 | 0.04786 | 13.2 | 20.89 | 4.571 |
| 0.2163 | 0.04677 | 13.3 | 21.38 | 4.624 |
| 0.2138 | 0.04571 | 13.4 | 21.88 | 4.677 |
| 0.2113 | 0.04467 | 13.5 | 22.39 | 4.732 |
| 0.2089 | 0.04365 | 13.6 | 22.91 | 4.786 |
| 0.2065 | 0.04266 | 13.7 | 23.44 | 4.842 |
| 0.2042 | 0.04169 | 13.8 | 23.99 | 4.898 |
| 0.2018 | 0.04074 | 13.9 | 24.55 | 4.955 |

| negativi $V_1/V_2$ | negativi $P_1/P_2$ | dB | positivi $P_1/P_2$ | positivi $V_1/V_2$ |
|---|---|---|---|---|
| **0.1995** | **0.03981** | **14.0** | **25.12** | **5.012** |
| 0.1972 | 0.03890 | 14.1 | 25.70 | 5.070 |
| 0.1950 | 0.03802 | 14.2 | 26.30 | 5.129 |
| 0.1928 | 0.03715 | 14.3 | 26.92 | 5.188 |
| 0.1905 | 0.03631 | 14.4 | 27.54 | 5.248 |
| 0.1884 | 0.03548 | 14.5 | 28.18 | 5.309 |
| 0.1862 | 0.03467 | 14.6 | 28.84 | 5.370 |
| 0.1841 | 0.03388 | 14.7 | 29.51 | 5.433 |
| 0.1820 | 0.03311 | 14.8 | 30.20 | 5.495 |
| 0.1799 | 0.03236 | 14.9 | 30.90 | 5.559 |
| **0.1778** | **0.03162** | **15.0** | **31.62** | **5.623** |
| 0.1758 | 0.03090 | 15.1 | 32.36 | 5.689 |
| 0.1738 | 0.03020 | 15.2 | 33.11 | 5.754 |
| 0.1718 | 0.02951 | 15.3 | 33.88 | 5.821 |
| 0.1698 | 0.02884 | 15.4 | 34.67 | 5.888 |
| 0.1679 | 0.02818 | 15.5 | 35.48 | 5.957 |
| 0.1660 | 0.02754 | 15.6 | 36.31 | 6.026 |
| 0.1641 | 0.02692 | 15.7 | 37.15 | 6.095 |
| 0.1622 | 0.02630 | 15.8 | 38.02 | 6.166 |
| 0.1603 | 0.02570 | 15.9 | 38.90 | 6.237 |
| **0.1585** | **0.02512** | **16.0** | **39.81** | **6.310** |
| 0.1567 | 0.02455 | 16.1 | 40.74 | 6.383 |
| 0.1549 | 0.02399 | 16.2 | 41.69 | 6.457 |
| 0.1531 | 0.02344 | 16.3 | 42.66 | 6.531 |
| 0.1514 | 0.02291 | 16.4 | 43.65 | 6.607 |
| 0.1496 | 0.02239 | 16.5 | 44.67 | 6.683 |
| 0.1479 | 0.02188 | 16.6 | 45.71 | 6.761 |
| 0.1462 | 0.02138 | 16.7 | 46.77 | 6.839 |
| 0.1445 | 0.02089 | 16.8 | 47.86 | 6.918 |
| 0.1429 | 0.02042 | 16.9 | 48.98 | 6.998 |
| **0.1413** | **0.01995** | **17.0** | **50.12** | **7.079** |
| 0.1396 | 0.01950 | 17.1 | 51.29 | 7.161 |
| 0.1380 | 0.01905 | 17.2 | 52.48 | 7.244 |
| 0.1365 | 0.01862 | 17.3 | 53.70 | 7.328 |
| 0.1349 | 0.01820 | 17.4 | 54.95 | 7.413 |
| 0.1334 | 0.01778 | 17.5 | 56.23 | 7.499 |
| 0.1318 | 0.01738 | 17.6 | 57.54 | 7.586 |
| 0.1303 | 0.01698 | 17.7 | 58.88 | 7.674 |
| 0.1288 | 0.01660 | 17.8 | 60.26 | 7.762 |
| 0.1274 | 0.01622 | 17.9 | 61.66 | 7.852 |
| **0.1259** | **0.01585** | **18.0** | **63.10** | **7.943** |
| 0.1245 | 0.01549 | 18.1 | 64.57 | 8.035 |
| 0.1230 | 0.01514 | 18.2 | 66.07 | 8.128 |
| 0.1216 | 0.01479 | 18.3 | 67.61 | 8.222 |
| 0.1202 | 0.01445 | 18.4 | 69.18 | 8.318 |
| 0.1189 | 0.01413 | 18.5 | 70.79 | 8.414 |
| 0.1175 | 0.01380 | 18.6 | 72.44 | 8.511 |
| 0.1161 | 0.01349 | 18.7 | 74.13 | 8.610 |
| 0.1148 | 0.01318 | 18.8 | 75.86 | 8.710 |
| 0.1135 | 0.01288 | 18.9 | 77.62 | 8.811 |
| **0.1122** | **0.01259** | **19.0** | **79.43** | **8.913** |
| 0.1109 | 0.01230 | 19.1 | 81.28 | 9.016 |
| 0.1096 | 0.01202 | 19.2 | 83.18 | 9.120 |
| 0.1084 | 0.01175 | 19.3 | 85.11 | 9.226 |
| 0.1072 | 0.01148 | 19.4 | 87.10 | 9.333 |
| 0.1059 | 0.01122 | 19.5 | 89.13 | 9.441 |
| 0.1047 | 0.01096 | 19.6 | 91.20 | 9.550 |
| 0.1035 | 0.01072 | 19.7 | 93.33 | 9.661 |
| 0.1023 | 0.01047 | 19.8 | 95.50 | 9.772 |
| 0.1012 | 0.01023 | 19.9 | 97.72 | 9.886 |
| **0.1000** | **0.01000** | **20.0** | **100.00** | **10.000** |
| $3.162 \cdot 10^{-2}$ | $10^{-3}$ | 30 | $10^{3}$ | $3.162 \cdot 10$ |
| $10^{-2}$ | $10^{-4}$ | 40 | $10^{4}$ | $10^{2}$ |
| $3.162 \cdot 10^{-3}$ | $10^{-5}$ | 50 | $10^{5}$ | $3.162 \cdot 10^{2}$ |
| $10^{-3}$ | $10^{-6}$ | 60 | $10^{6}$ | $10^{3}$ |

eccetera

**PER TROVARE IL RAPPORTO FUORI DEL CAMPO DELLA TAVOLA**

Dai **dB positivi** più grandi di quelli contenuti nella tavola **sottrarre** tante volte **20 dB** finchè si cade entro la tavola; ricavare il **rapporto di tensione** e **moltiplicarlo** tante volte **per 10** quante sono le volte che sono stati sottratti 20 dB dal numero di dB dato.

Dai **dB negativi** più grandi di quelli contenuti nella tavola **sommare** tante volte **20 dB** finchè si cade entro la tavola; ricavare il **rapporto di tensione** e **dividerlo** tante volte **per 10** quante sono le volte che sono stati sommati 20 dB al numero di dB dato.

**DBG/2**

53.081.4

G. D.

# TAVOLA PER RICAVARE I DECIBEL DATO IL RAPPORTO FRA LE TENSIONI O LE CORRENTI

**MANUALE ELETTRONICO**

*Allegato a:* ELETTRONICA „ I, N. 5, Maggio 1946

$$N_{dB} = 10\log_{10} P_1/_2P = 20\log_{10} V_1/V_2 + 10\log_{10} Z_2/Z_1 + 10\log_{10}(\cos\varphi_1/\cos\varphi_2) = 20\log_{10} I_1/I_2 + 10\log_{10} Z_1/Z_2 + 10\log_{10}(\cos\varphi_1/\cos\varphi_2)$$

$$N_{nep} = 0{,}5\log_e P_1/P_2 = \log_e V_1/V_2 + 0{,}5\log_e Z_2/Z_1 + 0{,}5\log_e(\cos\varphi_1/\cos\varphi_2) = \log_e I_1/I_2 + 0{,}5\log_e Z_1/Z_2 + 0{,}5\log_e(\cos\varphi_1/\cos\varphi_2)$$

Decibel × 0,1151 = Neper

Neper × 8,686 = Decibel

| $V_1/V_2$ → ↓ | 0.00 | 0.02 | 0.04 | 0.06 | 0.08 |
|---|---|---|---|---|---|
| **1.0** | **0.000** | **0.172** | **0.341** | **0.506** | **0.668** |
| 1.1 | 0.828 | 0.984 | 1.138 | 1.289 | 1.438 |
| 1.2 | 1.584 | 1.727 | 1.868 | 2.007 | 2.144 |
| 1.3 | 2.279 | 2.411 | 2.542 | 2.671 | 2.798 |
| 1.4 | 2.923 | 3.046 | 3.167 | 3.287 | 3.405 |
| 1.5 | 3.522 | 3.637 | 3.750 | 3.862 | 3.973 |
| 1.6 | 4.082 | 4.190 | 4.297 | 4.402 | 4.506 |
| 1.7 | 4.609 | 4.711 | 4.811 | 4.910 | 5.008 |
| 1.8 | 5.105 | 5.201 | 5.296 | 5.390 | 5.483 |
| 1.9 | 5.575 | 5.666 | 5.756 | 5.845 | 5.933 |
| **2.0** | **6.021** | **6.107** | **6.193** | **6.277** | **6.361** |
| 2.1 | 6.444 | 6.527 | 6.608 | 6.689 | 6.769 |
| 2.2 | 6.848 | 6.927 | 7.008 | 7.082 | 7.159 |
| 2.3 | 7.235 | 7.310 | 7.384 | 7.458 | 7.532 |
| 2.4 | 7.604 | 7.676 | 7.748 | 7.819 | 7.889 |
| 2.5 | 7.959 | 8.028 | 8.097 | 8.165 | 8.232 |
| 2.6 | 8.299 | 8.366 | 8.432 | 8.498 | 8.563 |
| 2.7 | 8.627 | 8.691 | 8.755 | 8.818 | 8.881 |
| 2.8 | 8.943 | 9.005 | 9.066 | 9.127 | 9.188 |
| 2.9 | 9.248 | 9.308 | 9.367 | 9.426 | 9.484 |
| **3.0** | **9.542** | **9.600** | **9.657** | **9.714** | **9.771** |
| 3.1 | 9.827 | 9.883 | 9.939 | 9.994 | 10.049 |
| 3.2 | 10.103 | 10.157 | 10.211 | 10.264 | 10.317 |
| 3.3 | 10.370 | 10.423 | 10.475 | 10.527 | 10.578 |
| 3.4 | 10.630 | 10.681 | 10.731 | 10.782 | 10.832 |
| 3.5 | 10.881 | 10.931 | 10.980 | 11.029 | 11.078 |
| 3.6 | 11.126 | 11.174 | 11.222 | 11.270 | 11.317 |
| 3.7 | 11.364 | 11.411 | 11.457 | 11.504 | 11.550 |
| 3.8 | 11.596 | 11.641 | 11.687 | 11.732 | 11.777 |
| 3.9 | 11.821 | 11.866 | 11.910 | 11.954 | 11.998 |
| **4.0** | **12.041** | **12.085** | **12.128** | **12.171** | **12.213** |
| 4.1 | 12.256 | 12.298 | 12.340 | 12.382 | 12.424 |
| 4.2 | 12.465 | 12.506 | 12.547 | 12.588 | 12.629 |
| 4.3 | 12.669 | 12.710 | 12.750 | 12.790 | 12.829 |
| 4.4 | 12.869 | 12.908 | 12.948 | 12.987 | 13.026 |
| 4.5 | 13.064 | 13.103 | 13.141 | 13.179 | 13.217 |
| 4.6 | 13.255 | 13.293 | 13.330 | 13.368 | 13.405 |
| 4.7 | 13.442 | 13.479 | 13.516 | 13.552 | 13.589 |
| 4.8 | 13.625 | 13.661 | 13.697 | 13.733 | 13.768 |
| 4.9 | 13.804 | 13.839 | 13.875 | 13.910 | 13.945 |
| **5.0** | **13.979** | **14.014** | **14.049** | **14.083** | **14.117** |
| 5.1 | 14.151 | 14.185 | 14.219 | 14.253 | 14.287 |
| 5.2 | 14.320 | 14.353 | 14.387 | 14.420 | 14.453 |
| 5.3 | 14.486 | 14.518 | 14.551 | 14.583 | 14.616 |
| 5.4 | 14.648 | 14.680 | 14.712 | 14.744 | 14.776 |

| $V_1/V_2$ → ↓ | 0.00 | 0.02 | 0.04 | 0.06 | 0.08 |
|---|---|---|---|---|---|
| 5.5 | 14.807 | 14.839 | 14.870 | 14.902 | 14.933 |
| 5.6 | 14.964 | 14.995 | 15.026 | 15.056 | 15.087 |
| 5.7 | 15.117 | 15.148 | 15.178 | 15.208 | 15.239 |
| 5.8 | 15.269 | 15.298 | 15.328 | 15.358 | 15.388 |
| 5.9 | 15.417 | 15.446 | 15.476 | 15.505 | 15.534 |
| **6.0** | **15.563** | **15.592** | **15.621** | **15.649** | **15.678** |
| 6.1 | 15.707 | 15.735 | 15.763 | 15.792 | 15.820 |
| 6.2 | 15.848 | 15.876 | 15.904 | 15.931 | 15.959 |
| 6.3 | 15.987 | 16.014 | 16.042 | 16.069 | 16.096 |
| 6.4 | 16.124 | 16.151 | 16.178 | 16.205 | 16.232 |
| 6.5 | 16.258 | 16.285 | 16.312 | 16.338 | 16.365 |
| 6.6 | 16.391 | 16.417 | 16.443 | 16.469 | 16.496 |
| 6.7 | 16.521 | 16.547 | 16.573 | 16.599 | 16.625 |
| 6.8 | 16.650 | 16.676 | 16.701 | 16.726 | 16.752 |
| 6.9 | 16.777 | 16.802 | 16.827 | 16.852 | 16.877 |
| **7.0** | **16.902** | **16.927** | **16.951** | **16.976** | **17.001** |
| 7.1 | 17.025 | 17.050 | 17.074 | 17.098 | 17.122 |
| 7.2 | 17.147 | 17.171 | 17.195 | 17.219 | 17.243 |
| 7.3 | 17.266 | 17.290 | 17.314 | 17.338 | 17.361 |
| 7.4 | 17.385 | 17.408 | 17.431 | 17.455 | 17.478 |
| 7.5 | 17.501 | 17.524 | 17.547 | 17.570 | 17.593 |
| 7.6 | 17.616 | 17.639 | 17.662 | 17.685 | 17.707 |
| 7.7 | 17.730 | 17.752 | 17.775 | 17.797 | 17.820 |
| 7.8 | 17.842 | 17.864 | 17.886 | 17.908 | 17.931 |
| 7.9 | 17.953 | 17.975 | 17.996 | 18.018 | 18.040 |
| **8.0** | **18.062** | **18.083** | **18.105** | **18.127** | **18.148** |
| 8.1 | 18.170 | 18.191 | 18.212 | 18.234 | 18.255 |
| 8.2 | 18.276 | 18.297 | 18.319 | 18.340 | 18.361 |
| 8.3 | 18.382 | 18.402 | 18.423 | 18.444 | 18.465 |
| 8.4 | 18.486 | 18.506 | 18.527 | 18.547 | 18.568 |
| 8.5 | 18.588 | 18.609 | 18.629 | 18.649 | 18.670 |
| 8.6 | 18.690 | 18.710 | 18.730 | 18.750 | 18.770 |
| 8.7 | 18.790 | 18.810 | 18.830 | 18.850 | 18.870 |
| 8.8 | 18.890 | 18.909 | 18.929 | 18.949 | 18.968 |
| 8.9 | 18.988 | 19.007 | 19.027 | 19.046 | 19.066 |
| **9.0** | **19.085** | **19.104** | **19.123** | **19.143** | **19.162** |
| 9.1 | 19.181 | 19.200 | 19.219 | 19.238 | 19.257 |
| 9.2 | 19.276 | 19.295 | 19.313 | 19.332 | 19.351 |
| 9.3 | 19.370 | 19.388 | 19.407 | 19.426 | 19.444 |
| 9.4 | 19.463 | 19.481 | 19.499 | 19.518 | 19.536 |
| 9.5 | 19.554 | 19.573 | 19.591 | 19.609 | 19.627 |
| 9.6 | 19.645 | 19.664 | 19.682 | 19.700 | 19.718 |
| 9.7 | 19.735 | 19.753 | 19.771 | 19.789 | 19.807 |
| 9.8 | 19.825 | 19.842 | 19.860 | 19.878 | 19.895 |
| 9.9 | 19.913 | 19.930 | 19.948 | 19.965 | 19.983 |

| $V_1/V_2$ → ↓ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **10** | **20.000** | **20.828** | **21.584** | **22.279** | **22.923** | **23.522** | **24.082** | **24.609** | **25.105** | **25.575** |
| 20 | 26.021 | 26.444 | 26.848 | 27.235 | 27.604 | 27.959 | 28.299 | 28.627 | 28.943 | 29.248 |
| 30 | 29.542 | 29.827 | 30.103 | 30.370 | 30.630 | 30.881 | 31.126 | 31.364 | 31.596 | 31.821 |
| 40 | 32.041 | 32.256 | 32.465 | 32.669 | 32.869 | 33.064 | 33.255 | 33.442 | 33.625 | 33.804 |
| 50 | 33.979 | 34.151 | 34.320 | 34.486 | 34.648 | 34.807 | 34.964 | 35.117 | 35.269 | 35.417 |
| 60 | 35.563 | 35.707 | 35.848 | 35.987 | 36.124 | 36.258 | 36.391 | 36.521 | 36.650 | 36.777 |
| 70 | 36.902 | 37.025 | 37.147 | 37.266 | 37.385 | 37.501 | 37.616 | 37.730 | 37.842 | 37.953 |
| 80 | 38.062 | 38.170 | 38.276 | 38.382 | 38.486 | 38.588 | 38.690 | 38.790 | 38.890 | 38.988 |
| 90 | 39.085 | 39.181 | 39.276 | 39.370 | 39.463 | 39.554 | 39.645 | 39.735 | 39.825 | 39.913 |

**PER TROVARE I DECIBEL FUORI DEL CAMPO DELLA TAVOLA**

Per **rapporti di tensione minori** di quelli contenuti nella tavola **moltiplicare** il rapporto dato successivamente **per 10** finchè si cade entro la tavola; ricavare il **numero di dB** e **sottrarre** ad esso tante volte **20 dB** quante volte il rapporto è stato moltiplicato per 10.

Per **rapporti di tensione maggiori** di quelli contenuti nella tavola **dividere** il rapporto dato successivamente **per 10** finchè si cade entro la tavola; ricavare il **numero di dB** e **sommare** ad esso tante volte **20 dB** quante volte il rapporto è stato diviso per 10.

Per trovare i decibel corrispondenti ad un dato **rapporto di potenza** ricavare i decibel corrispondenti allo stesso rapporto supposto di tensione e **dividere per 2.**

In esso, vedi figura 2, la forza antagonista delle mollette a spirale viene sostituita da quella magnetodinamica che si genera fra il campo del magnete permanente e la corrente che circola in una bobina ausiliaria $B_2$ formante un certo angolo con quella di misura $B_1$.

Le cose sono disposte in modo che l'angolo di deviazione dell'indice del galvanometro è proporzionale al rapporto fra le due correnti che circolano nelle bobine:

$$a = k \cdot i_1/i_2,$$

e poichè tanto $i_1$ quanto $i_2$ sono proporzionali alla tensione di alimentazione la deviazione $a$ ne è indipendente.

Circuiti così semplici sono però poco sensibili per cui si ricorre sovente a sistemi più complessi, base dei quali è il collegamento a ponte. La figura 3 ne dà un esempio, nel quale con l'uso del galvanometro a bobine incrociate si è resa l'indicazione indipendente dal sistema di alimentazione: per piccole variazioni di $R_v$ si ha infatti:

$$a = K\frac{i_1}{i_2} = K\frac{(R_2 R_3 - R_v R_4) R_k}{R_c R_s(R_v + R_2 + R_3 + R_4) + (R_v R_3)(R_2 + R_4)}$$

Altre volte torna più comodo usare sistemi potenziometrici i quali possano fornire sensibilità molto elevate specialmente se usati con sistemi a ponte o con indicatori a bobine incrociate come in figura 4. In quest'ultimo circuito, per una data posizione di equilibrio in cui i due lati del potenziometro hanno rispettivamente resistenza $R_1$ ed $R_2$, un piccolo spostamento del cursore $C$ che provoca una variazione $\Delta R$ di questi due valori. Si manifesterà quindi una variazione di indicazione nel galvanometro data da:

$$a = K\frac{i_1}{i_2} = \frac{V}{R_1 + \Delta R}\,\frac{R_2 - \Delta R}{V} = \frac{R_2 - \Delta R}{R_1 + \Delta R}$$

La costruzione di queste resistenze variabili è stata molto migliorata in questi ultimi anni mettendo a disposizione dei tecnici sperimentatori elementi di facile e di comodo uso.

Vogliamo qui citare tre esempi caratteristici: un indicatore di pressione per motori (General Motors), un complesso di resistenze a grafite e a filo di uso universale per rilievo di tensioni, pressioni, sollecitazioni varie e vibrazioni costruito da diverse Case quali la Allison, la A.E.G. o recentemente l'americana Baldwin Southwerk e un sistema rivelatore di spostamenti relativamente grandi - da 10 a 50 mm - in uso presso la Fiat Grandi Motori.

a) *Rivelatore di pressione di Martin e Caris* (Laboratorio della General Motors - Dedroit). - Questo rivelatore, che nella figura 5 è chiaramente indicato, ha la resistenza variabile costituita da due pile di carbone le quali formano i due lati $R_1$ ed $R_2$ di un ponte di Wheatstone la cui alimentazione è fatta a mezzo di pile e nel quale l'indicazione viene data dall'equipaggio di un oscillografo elettromagnetico.

La costruzione complessiva è tale che tutto il rivelatore può essere sostituito da una comune candela da automobile senza per nulla menomare il funzionamento del cilindro perchè l'accensione avviene ugualmente attraverso il reoforo Gg che porta corrente alla puntina $E$ dell'elemento spinterometrico.

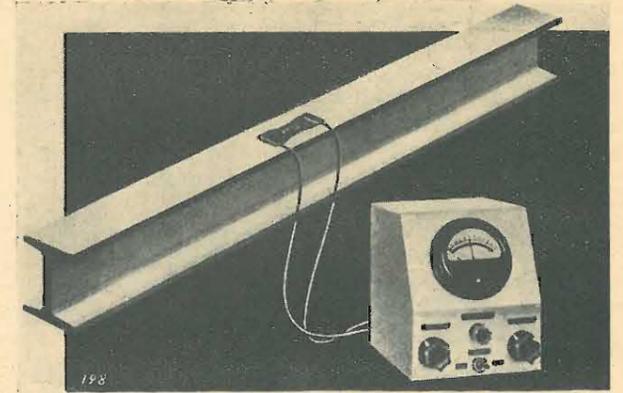



FIG. 6. - Rivelatore a striscie grafitate incollato su una trave a I e relativo sistema indicatore (AEG).

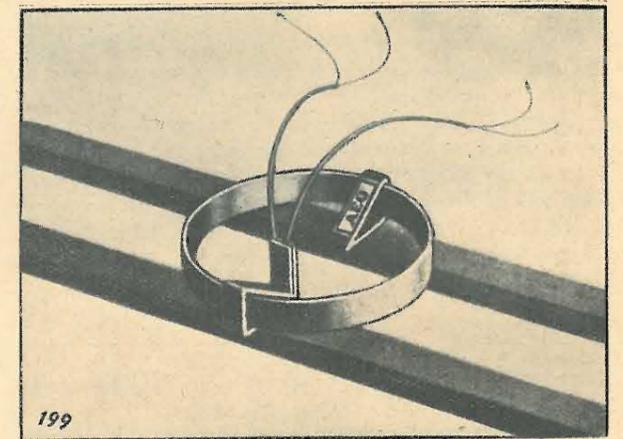



FIG. 7. - Rivelatore ad anello AEG con 4 striscie grafitate disposte a ponte.

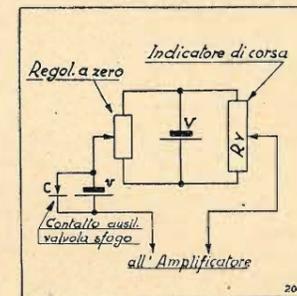



FIG. 8. - Schema di collegamento del rivelatore Fiat G. M. per indicatori di corsa o di grandi spostamenti.

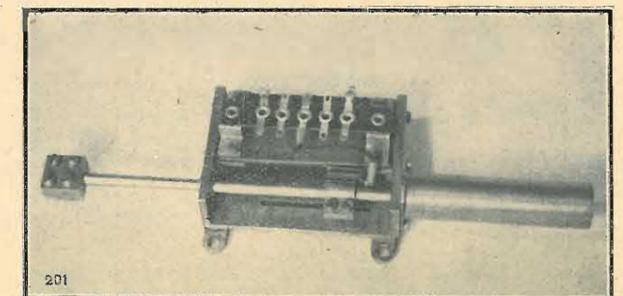



FIG. 9. - Rivelatore di corsa Fiat G. M. Schema di collegamento secondo la figura 8.

b) *Striscie di grafite o a filo.* - Per la misura statica o dinamica di sollecitazioni o di vibrazioni proprie di organi meccanici sono stati costruiti recentemente elementi resistivi a grafite o a filo i quali variano la propria resistenza col variare della loro lunghezza. Questi elementi sono di dimensioni molto piccole e soprattutto molto sottili per cui possono essere incollati sul pezzo del quale si vuole misurare la variazione di lunghezza (vedi fig. 6). Queste striscie possono essere collegate in uno qualunque dei circuiti sopra menzionati e per il collegamento a ponte possono essere usati rivelatori ad anello di materiale plastico, i quali contengono già le quattro resistenze del ponte - vedi figura 7.

c) *Misuratore di spostamenti Fiat Grandi Motori.* - Per rivelare la corsa di piccoli stantuffi o di altri organi in movimento è stato montato un sistema potenziometrico il quale comanda, attraverso un opportuno amplificatore, l'equipaggio di un oscillografo. La figura 8 ne fa vedere lo schema di collegamento nella applicazione fatta per registrare, col motore in moto, la corsa degli stantuffi di una pompa di iniezione del combustibile e per registrare a mezzo del contatto ausiliario l'istante di apertura della sua valvola di riflusso.

In questo collegamento le cose sono state disposte in modo tale che per tutto il tempo nel quale la valvola sta aperta il contatto *C* è pure aperto e nel circuito di ingresso dell'amplificatore è presente la f. e. m. *V* della pila che provoca la deviazione ausiliaria del raggio dell'oscillografo.

### 3. Sistemi di misura a variazione di induttanza.

Dopo aver fatto ricorso ai resistori variabili gli sperimentatori hanno pensato di realizzare in modo più o meno analogo anche gli induttori variabili, cercando, se possibile, di ottenere certi vantaggi che coi primi non erano riusciti ad avere.

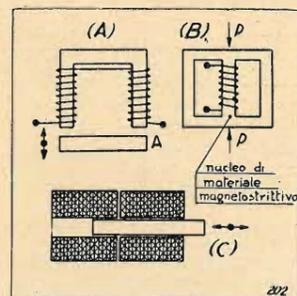



FIG. 10. - Diversi sistemi per ottenere una variazione di induttanza. (A) traferro variabile. (B) a magneto strizione. (C) ad accoppiamento variab.

E' chiaro che in un circuito percorso da corrente alternata la variazione di induttanza di uno degli elementi che lo compongono possa portare ad uno squilibrio tale da poter essere rivelato da un qualsiasi strumento indicatore o registratore purchè sufficentemente sensibile.

I circuiti usati a questo scopo sono varii, ma potremmo quasi sempre ridurli a sistemi a ponte, a variazione di mutua induttanza, a variazione di risonanza.

Essi, al contrario dei precedenti, non possono essere alimentati a corrente continua, perchè l'induttore non produrrebbe su tale tipo di corrente alcun effetto. Devono perciò funzionare a corrente alternata, la cui frequenza anche nei casi più comuni è molto variabile; da quella industriale (40 ÷ 100 Hz) a quella acustica (1000 ÷ ÷ 20000 Hz) ed infine a quella radio. Mentre il valore massimo di tale frequenza è limitato dalle condizioni di lavoro dello strumento, il suo valore minimo è legato alla frequenza del fenomeno che si vuol rivelare.

FIG. 11. - Schema di rivelatore per spessori non ferromagnetici (AEG).

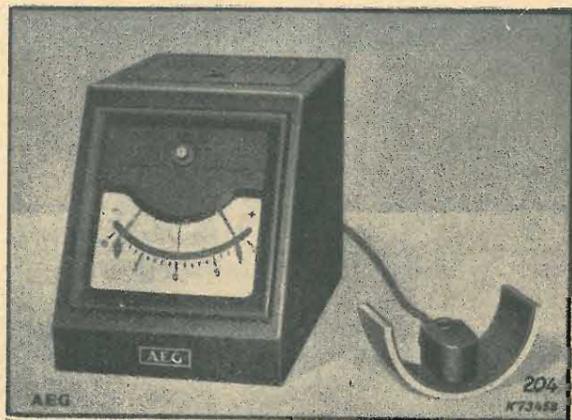



FIG. 12. - Apparecchio rivelatore per spessori non ferromagnetici secondo lo schema di figura 11.

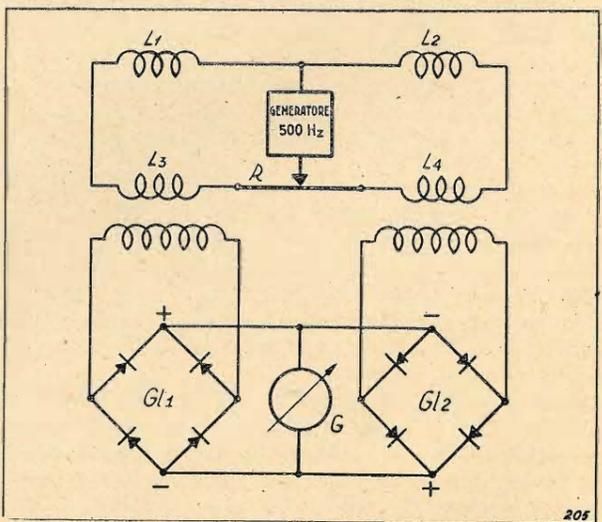



FIG. 13. - Schema di collegamento per estensimetro di Thum e Weiss.

Questi ultimi sistemi ad induttori variabili che lavorano sempre a frequenza portante sono tali da permettere anche la misura di grandezze statiche per cui sono favorevolmente usati in molti casi della meccanica d'officina, perchè permettono con semplici mezzi una grande sensibilità.

a) *Come può essere prodotta la variazione di induttanza.* - L'induttanza di un induttore è funzione di diverse grandezze meccaniche ed elettriche contemporaneamente: numero delle spire, forma e dimensioni dell'avvolgimento, riluttanza del circuito magnetico, permeabilità del mezzo nel quale si sviluppa il circuito magnetico, eventuale accoppiamento con altri induttori.

E' chiaro che molto difficilmente si potrà agire sul diametro dell'avvolgimento o sulla sua forma; meno difficilmente invece sulla riluttanza del circuito magnetico, sulla permeabilità del mezzo nel quale questo si svolge, e sulla mutua induzione con altri induttori.

Questi ultimi tre mezzi sono quelli più usati e le figure 10 (A) (B) (C) ne danno una semplice dimostrazione perchè variando la posizione dell'armatura *A*, introducendo più o meno il nucleo *N* nelle due bobine, caricando più o meno il nucleo della figura 10 (B) formato con materiale magneto-strittivo, si ottiene, alla fine, lo scopo voluto di far variare l'induttanza negli elementi in considerazione.

Per l'esposizione che stiamo svolgendo, contrariamente a quanto si è potuto fare per i resistori, qui torna poco comodo studiare separatamente l'induttore dal relativo circuito di utilizzazione e discutere l'uno indipendentemente dall'altro, perchè troppo intimo è il loro legame creato dalla frequenza di lavoro, dal modo col quale varia l'induttanza, dal valore assoluto di questa induttanza, dalla forma del circuito ecc., per cui crediamo utile riportare gli esempi dei rivelatori e dei relativi circuiti contemporaneamente.

b) *Circuiti a semplice induttore con traferro variabile.* - La figura 11 rappresenta un sistema usato per la rivelazione di spessori di materiali non ferro-magnetici, depositati su una base ferro-magnetica. Si può per esempio trattare dello spessore di una vernice data su di una lamiera di ferro, oppure quello del metallo antifrizione depositato su di un cuscinetto ecc.

Il suo funzionamento è evidente nella figura 12; variando infatti lo spessore del materiale non ferromagnetico 2 disposto sulla lastra ferromagnetica 3, varia il traferro del nucleo dell'induttore 1 perchè lo strato 2 ha all'incirca la stessa permeabilità dell'aria. Questa variazione di traferro produce una corrispondente variazione dell'induttanza 1 la quale, attraverso il collegamento a ponte, pilota lo strumento indicatore 6 tarato empiricamente.

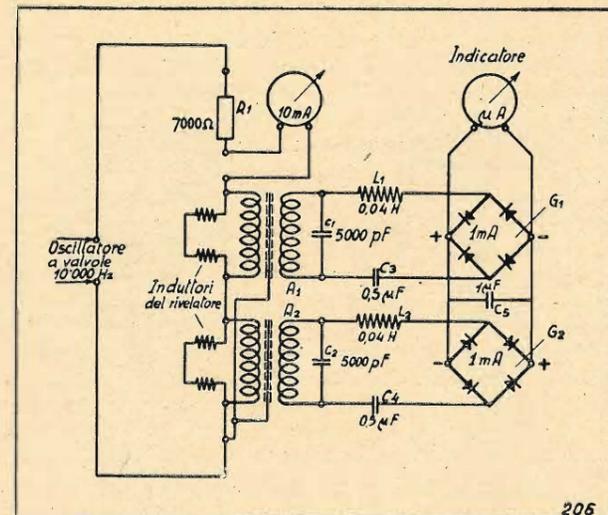



FIG. 14. - Schema di collegamento a ponte per estensimetro statico induttivo di Lehr.

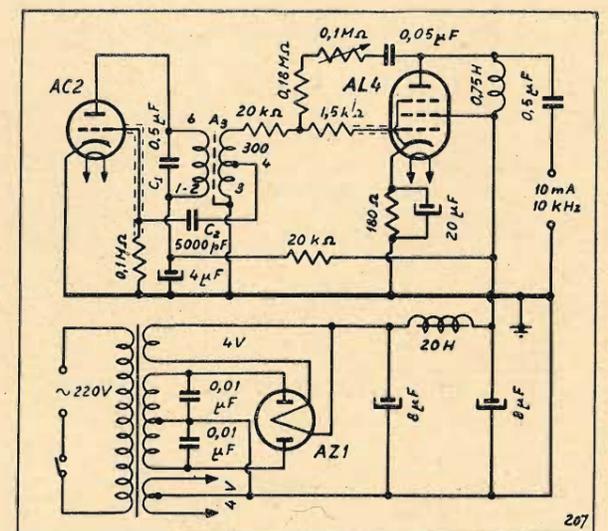



FIG. 15. - Schema dell'oscillatore a 10.000 Hz usato per il circuito della figura 14.

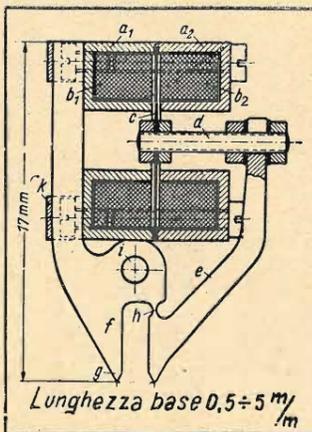



FIG. 16. - Rivelatore induttivo di Thum e Weiss a 500 Hz. La base di misura, secondo il tipo di costruzione può variare fra 0,5 e 5 mm. Schema di collegamento secondo figura 13.

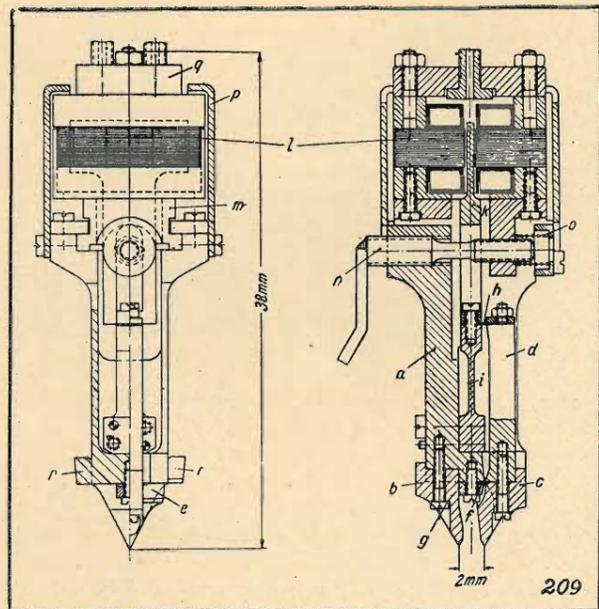



FIG. 17. - Rivelatore statico induttivo di Lehr a 10.000 Hz. Schema di collegamento secondo figure 14 e 15.

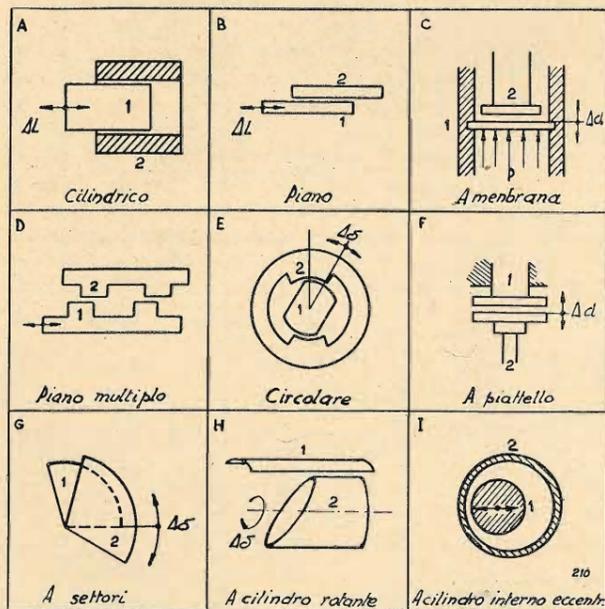



FIG. 18. - Diversi esempi di capacità variabili usate nei rivelatori di grandezze meccaniche.

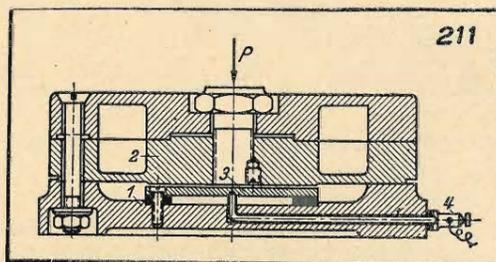



FIG. 19. - Rivelatore di forze Siemens a piatto deformante, sino a 1000 T.

Nella costruzione di figura 12 lo strumento può funzionare per spessori di $A$ variabili tra 0,2 e 5 mm e la sua sensibilità è più che sufficente per gli usi pratici.

Sistemi analoghi possono essere usati con maggiore sensibilità quali si richiedono ad esempio per le vernici o per altri scopi.

c) *Circuiti a doppio induttore con traferro variabile.* - Due esempi di circuiti che usano due induttori a traferro variabile sono riportati nelle figure 13, 14 e 15; essi sono usati per rivelare piccoli allungamenti inferiori al micron nella misura delle sollecitazioni dei modelli di pezzi meccanici. La loro sensibilità è molto grande ed ha permesso misure veramente interessanti eseguite anche su pezzi di macchine sia in grandezza naturale sia in scala ridotta perchè la base sulla quale si misura l'allungamento del materiale in prova può scendere anche a 0,5 mm di lunghezza e perchè la sua variazione di lunghezza può essere moltiplicata anche 100.000 volte per cui la deviazione di 1 mm sullo strumento indicatore corrisponde ad una variazione della lunghezza da misurare di 0,00001 mm = 0,01 micron.

Entrambi questi circuiti sono alimentati a frequenza superiore alla comune industriale: 500 Hz il primo, 10.000 Hz il secondo allo scopo di rendere, a parità di condizioni, più sensibile l'apparecchio. Le figure 16 e 17 riproducono i loro rivelatori. Il funzionamento di questi è basato sul seguente principio: il rivelatore porta due puntine metalliche che a mezzo di un adatto morsetto sono forzate sulla superfice del modello nella zona in prova. Ogni variazione di lunghezza del modello, attraverso un giuoco di leve comandato da queste puntine, fa muovere l'ancora di materiale magnetico disposta fra le due bobine superiori. Nella figura 16 essa è costituita dal disco $c$ e nella figura 17 dalla piastrina $k$. Ciò determina una variazione d'induttanza in senso opposto delle due bobine. Questa variazione d'induttanza viene elaborata dal circuito nel quale le bobine sono inserite ed indicata direttamente in unità di lunghezza sullo strumento. Le dimensioni dei rivelatori sono molto piccole (quello di figura 16 è alto 17 mm) onde permettere la loro installazione anche in posti poco accessibili. Il loro collegamento al circuito di misura è fatto con fili flessibili schermati.

## 4. Sistema a variazione di capacità.

Terzo elemento fondamentale per un circuito elettrico è la capacità per cui anche su di essa si sono basati altri costruttori di strumenti ed in modo particolare quelli che si sono dedicati alla misura di fenomeni molto rapidamente variabili.

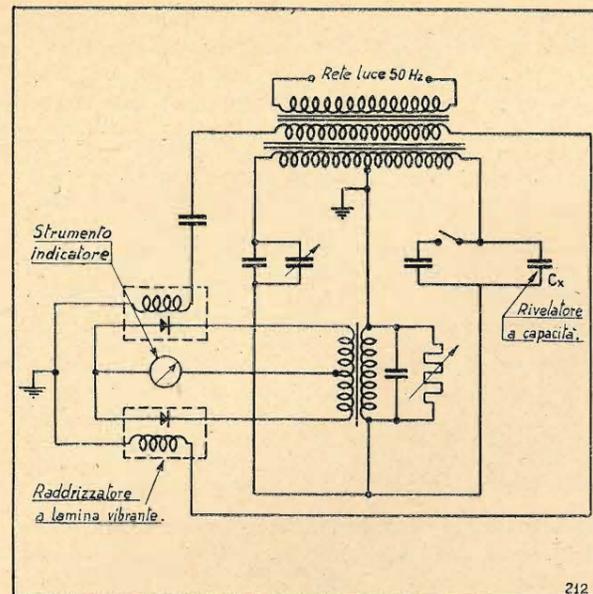
Un condensatore variabile è relativamente semplice da costruire e si presta in alcuni casi a più facili applicazioni dei resistori e degli induttori. Per di più, poichè le sue armature sono generalmente metalliche e il dielettrico può essere aria o altro gas, esso può facilmente funzionare anche a temperature elevate, senza dover ricorrere a sistemi troppo complicati. Sotto questo aspetto hanno preso particolare sviluppo gli indicatori di pressione dei motori a combustione interna i quali possono avere l'elemento di misura direttamente collocato nella camera di combustione eliminando così tutti quei fenomeni di



FIG. 20 - Schema di collegamento per rivelatori di forze Siemens a ponte di capacità alimentato a 50 Hz per misure statiche o a bassissima frequenza (sino a 10 Hz).

distorsione che organi meccanici di collegamento ausiliari potrebbero portare.

a) *Costruzione del condensatore variabile.* - Il condensatore variabile può essere costruito in vari modi tutti però molto semplici, quali la figura 18, in diverse soluzioni, praticamente dimostra.

Una categoria particolare di questi condensatori sono quelli a membrana, i quali hanno una delle armature che fa pure da elemento di misura: essi sono specialmente adatti a rivelare pressioni di fluidi (gas o liquidi) i quali agiscono direttamente sulla membrana e la deformano.

Un simile condensatore non dà però una risposta lineare con la pressione $p$ del fluido perchè la sua variazione di capacità $\Delta C$ varia in funzione inversa della distanza $d$ fra le due armature e perchè questa distanza non è funzione tale della pressione da rendere lineare $\Delta C$ in funzione di $p$.

b) *Misuratore di forze Siemens con condensatori a membrana.* - La figura 19 rappresenta la sezione di un rivelatore di forze Siemens del tipo a piatto deformante; la Casa costruttrice fornisce questi rivelatori per carichi che possono arrivare sino a 1000 T. Essi servono egregiamente per rivelare pressioni statiche come pressioni rapidamente variabili col tempo.

I rivelatori sopra accennati possono essere collegati a tre differenti tipi di circuiti a seconda della frequenza della pressione da rivelare.

Le figure 20, 21 e 22 ne rappresentano lo schema per le seguenti tre frequenze di lavoro: 50 Hz (fig. 20) per rivelare pressioni praticamente statiche; 5000 Hz (fig. 21) per frequenze del fenomeno sino a 1000 Hz; 50.000 Hz (fig. 22) per frequenze del fenomeno sino a 10.000 Hz.

c) *Misuratore Philips di pressione per i motori endotermici.* - La Casa Philips di Eindhoven ha costruito un'apparecchiatura per il rilievo delle pressioni nell'interno nei cilindri dei motori a combustione interna. Essa rappresenta una delle più moderne realizzazioni e verrà descritta in un successivo articolo più ampiamente. Affinchè negli eventuali tubi di collegamento fra questa camera e il rivelatore non si possano formare treni di onde stazionarie, questo può essere sistemato con la membrana direttamente introdotta nella camera di combustione.

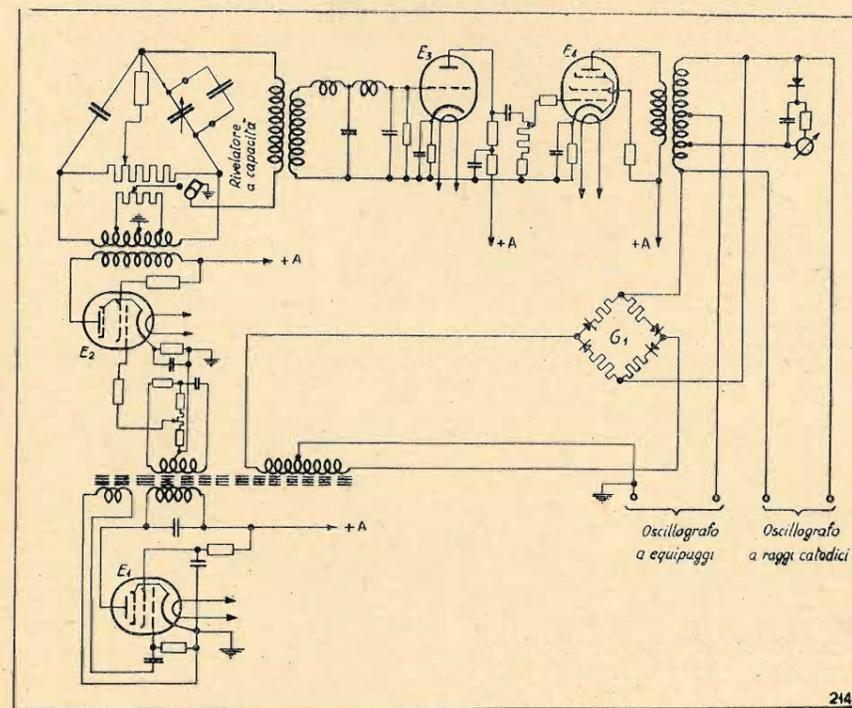
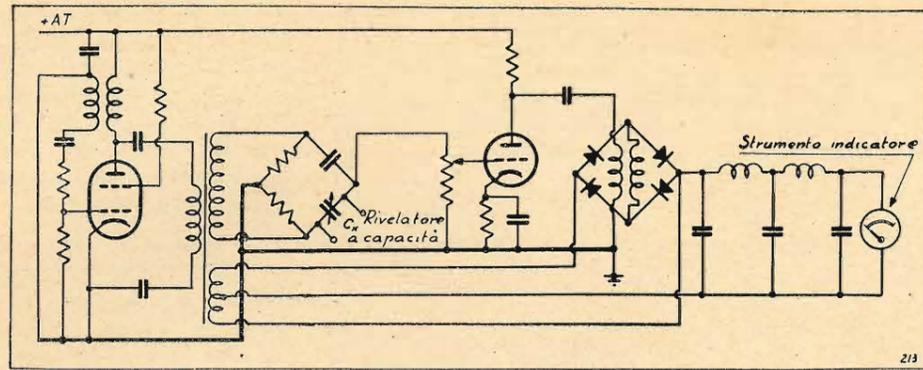



FIG. 22. - Schema di collegamento per rivelatori di forze Siemens a ponte di capacità alimentato a 50.000 Hz per la misura di grandezze variabili sino a 10.000 Hz.

FIG. 21. - Schema di collegamento per rivelatori di forze Siemens a ponte di capacità alimentato a 5.000 Hz per misure di grandezze variabili sino a 1000 Hz.

A tale scopo il materiale con cui tale membrana è costruita può sopportare, senza menomare le proprie caratteristiche, anche temperature molto elevate, quali la fiamma della combustione può dare.

d) *Misuratore di momento torcente a piattelli rotanti.* - Nelle misure che sovente occorre fare nelle coppie trasmesse da motori ad eliche di navi, di areoplani o di altri macchinari utilizzatori, quali torni, trapani ecc. è necessario conoscere il momento torcente trasmesso. Diversi sistemi sono stati escogitati e tra questi quelli elettrici hanno avuto maggiore sviluppo.

La figura 23 rappresenta quello costruito dalla Siemens nel quale il momento torcente viene misurato da un albero tarato che variamente si torce a seconda della coppia che deve trasmettere. Queste torsioni vengono rivelate da una opportuna apparecchiatura la quale viene pilotata dal condensatore costituito dai due piatti collegati all'estremità dell'albero tarato. Di questi piattelli uno è direttamente messo a massa, l'altro *d* è invece isolato, i loro collegamenti sono portati all'apparecchiatura attraverso i due anelli rotanti e le spazzole *f*.

e) *Rivelatore di livello per serbatoi di carburante installati su aerei.* - Durante la guerra testè conclusasi le applicazioni dell'elettrotecnica hanno avuto un notevole sviluppo e tra di esse principalmente quelle della tecnica elettronica. Non farà quindi meraviglia se l'aviazione americana ha installato sui propri aerei misuratori di livello nei serbatoi di benzina del tipo a variazione di capacità alimentati a frequenza acustica fra 5000 e 20.000 Hz.

Lo schema relativo è riportato in figura 24 nella quale si può vedere: 1) il condensatore variabile il quale è costituito da due armature tubolari immerse nel serbatoio della benzina. La capacità di questo condensatore viene fatta variare dalla benzina che sale o scende fra le due armature e che ha costante dielettrica diversa da quella dell'aria; 2) l'oscillatore a valvola; 3) il ponte di misura il quale confronta la capacità di un condensatore fisso con quella variabile prima accennata; 4) l'indicatore direttamente tarato in volume di combustibile.

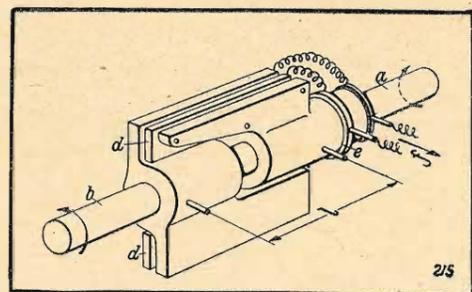



FIG. 23. - Dispositivo Siemens per la misura dei momenti torcenti - statici o variabili.

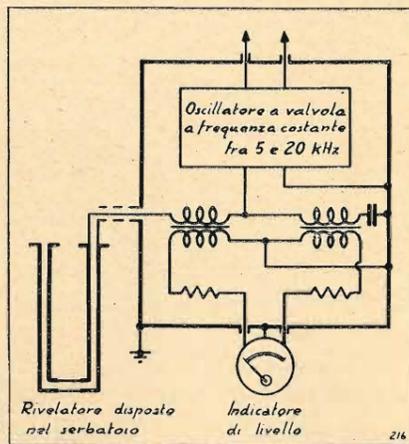



FIG. 24. - Dispositivo per la misura del livello dei serbatoi di benzina usato dall'aviazione americana.

Tutte le cose sono disposte in modo tale che le variazioni di frequenza e di ampiezza di tensione del segnale generato dall'oscillatore non hanno alcun effetto sull'indicazione dello strumento.





# SUPERETERODINA TASCABILE «EMERSON» (*)


dott. ing. MICHELANGELO LO PIPARO



*SOMMARIO. Viene descritto un ricevitore americano che per le sue ridottissime dimensioni può essere qualificato «tascabile». Esso è completamente autonomo e basta aprire il coperchio per sentire immediatamente la stazione sulla quale il ricevitore è sintonizzato.*
*Sono riportati i dati caratteristici più salienti del ricevitore e dei tubi usati.*


Abbiamo avuto occasione di esaminare un apparecchio radio di produzione americana, della nota casa «Emerson», di dimensioni così ridotte da potersi qualificare tascabile; riteniamo di fare cosa grata ai lettori di *Elettronica* presentandone una breve descrizione corredata di fotografie e dei dati caratteristici più salienti.

Si tratta di una supereterodina a quattro valvole capace di ricevere le emissioni radio comprese nella gamma da 500 a 1500 kHz; l'apparecchio, che è equipaggiato con i moderni tubi «tutto vetro» micron «all glass miniature», è completamente autonomo, essendo alimentato con batterie di pile a secco che sono contenute nell'apparato stesso.

Il ricevitore chiuso si presenta come una normale macchina fotografica 9 per 12 cm.; la figura 1 ne rappresenta la vista esterna accanto ad una valvola 6L6, la quale ne fa risaltare in modo evidente le piccole dimensioni, che sono di cm 21,5 per 10,5 per 5,5 di spessore. L'apparecchio, che è racchiuso in un'elegante custodia di celluloide nera con maniglia di pelle, pesa complessivamente 1540 grammi.

In figura 2 è rappresentata la vista esterna dell'apparecchio aperto, vale a dire in posizione di funzionamento; in essa sono chiaramente visibili: l'interruttore generale ed i comandi della sintonia e del volume. Il tubo 6L6 ed il tubo micron continuano a dare


(*) Pervenuto alla redazione il 26-III-1946.


FIG. 1. - Come si presenta l'apparecchio «Emerson» chiuso.

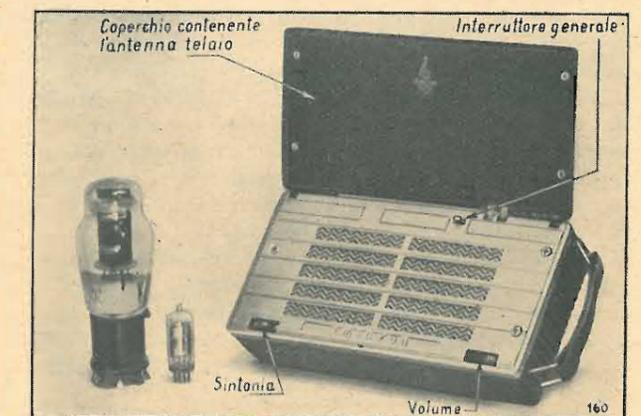



FIG. 2. - Apparecchio «Emerson» aperto confrontato con un normale tubo 6L6 ed un moderno tubo micron «tutto vetro».

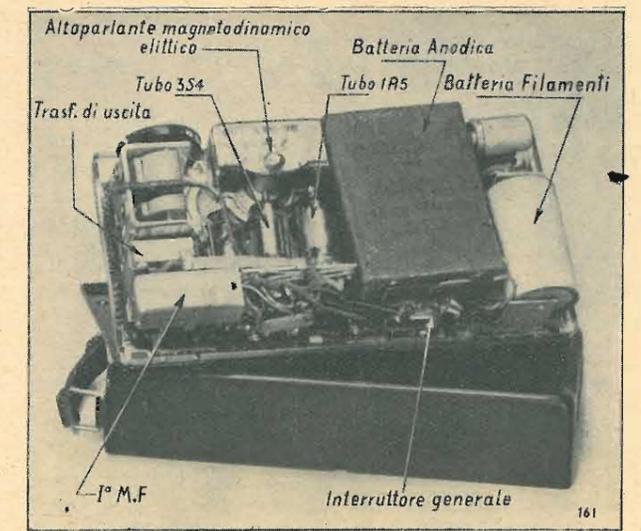



FIG. 3. - Vista interna dell'apparecchio «Emerson».

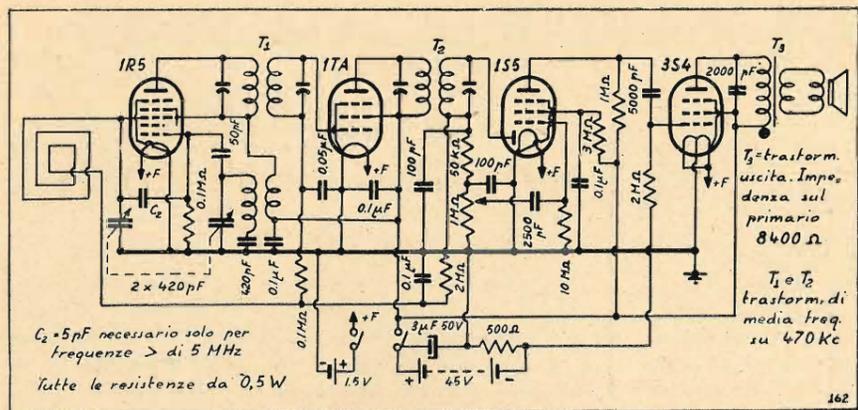



FIG. 4. - Schema di una supereterodina del tipo descritto.

l'idea delle dimensioni dell'apparato. L'apertura del coperchio, il quale contiene l'antenna a telaio, aziona la chiusura dell'interruttore generale.

In figura 3 è rappresentata la vista interna dell'apparato, e tutti i componenti principali: dall'altoparlante ai tubi, dal condensatore variabile alle medie frequenze, dal trasformatore di uscita alle batterie di alimentazione ecc., sono chiaramente visibili.

Il circuito elettrico del ricevitore è quello di una normale supereterodina atta a funzionare nel campo delle onde medie; i trasformatori di media frequenza sono accordati su 476 kHz ed i tubi impiegati sono: 1R5 pentagriglia convertitore, 1T4 pentodo amplificatore di M.F. multi-mu, 1S5 diodo pentodo amplificatore di R.F. e 3S4 pentodo finale di potenza. L'altoparlante a magnete permanente è del tipo elittico e malgrado le sue ridotte dimensioni offre una qualità di riproduzione relativamente pregevole. L'induttanza di accordo del circuito oscillatorio di entrata è una bobina piatta rettangolare, contenuta nel coperchio, e costituisce l'antenna a telaio.

Non essendo stato possibile rilevare in modo rigoroso lo schema elettrico dell'apparecchio, riportiamo in figura 4 lo schema di una supereterodina che impiega i medesimi tubi e che certamente non presenta notevoli differenze dal ricevitore ora descritto.

In figura 5 sono riportati in una tabella i dati caratteristici dei tubi miniatura impiegati ed inferiormente le loro connessioni agli zoccoli; come si usa normalmente gli zoccoli sono visti di sotto.

Le dimensioni ridottissime di tutti indistintamente i componenti dell'apparato costituiscono certamente la caratteristica più notevole, ma ciò che ancora più colpisce è la batteria anodica da 67,5 volt, la quale nelle dimensioni di 60 per 85 per 30 mm. presenta una durata lunghissima. Stando a quanto ci è stato comunicato, tale batteria presenta un'autonomia di circa sei mesi, prevedendo un funzionamento non continuo dell'apparecchio da tre a quattro ore al giorno. La batteria per i filamenti a 1,5 volt non possiede una capacità così notevole e non offre alcuna particolarità speciale; essa è pure di piccole dimensioni: 60 mm. di lunghezza per 33 mm. di diametro.

Come conclusione del sommario esame del minuscolo apparecchio ora descritto, possiamo arguire: che in America, al fianco della normale tecnica delle realizzazioni nel campo radio, è nata e si è sviluppata una moderna microtecnica specializzata, che ha consentito lo studio, il progetto e l'attuazione di materiali completamente diversi (almeno nelle dimensioni) da quelli fino ad oggi normalmente usati.

Questa moderna microtecnica radio, di cui l'apparecchio in argomento ne è un saggio, in America certamente avrà già dato o darà molti frutti: formuliamo quindi l'augurio che essa possa presto venire attuata anche da noi. Sarà così possibile procedere alla realizzazione ed alla soluzione di tutti quei problemi, concernenti la radiotecnica, i tubi elettronici, le correnti deboli ecc., che, fino ad oggi, non avevano potuto avere una pratica attuazione a causa dell'ingombro, del peso, dell'autonomia e forse anche del costo.

| TIPO | | FILAMENTO | | | PLACCA | | GR. CONT. | SCHERMO | | RESIST. INTER. | COND. MUTUA | RESIST. CARICO | POTEN. USCITA | USO |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | TIPO | $V_f$ V | $I_f$ mA | $V_{oa}$ V | $I_{oa}$ mA | $V_{og}$ V | $V_{g2}$ V | $I_{og2}$ mA | $R_a$ kΩ | S μA/V | $R_u$ kΩ | $P_u$ W | |
| 1R5 | PENTAGRIGLIA CONVERTITRICE | ACCENS. DIRETTA | 1.4 | 50 | 45<br>90 | 0.7<br>1,6 | 0<br>0 | 45<br>67.5 | 1.9<br>3.2 | 600<br>600 | R di griglia 0.1 MΩ<br>Cond conver. 300 μA/V | | | convertitrice |
| 1TA | PENTODO AMPL. R.F. a μ VAR. | ACCENS. DIRETTA | 1,4 | 50 | 45<br>90 | 1.7<br>3.5 | 0<br>0 | 45<br>67.5 | 0.7<br>1.4 | 350<br>500 | 700<br>900 | | | amplificatore classe A |
| 1S5 | DIODO-PENTODO | ACCENS. DIRETTA | 1.4 | 50 | $V_{oa}$ 90 V applicati attraverso 1 MΩ<br>$V_{g2}$ 90 V applicati attraverso 3 MΩ<br>$V_{og}$ 0 V resistenza di griglia 10 MΩ | | | | | | | Ampl ∼ 50 | | pentodo amplificatore B.F |
| 3S4 | PENTODO FINALE | ACCENS. DIRETTA | 1,4<br>2,8 | 100<br>50 | 90<br>90 | 7,4<br>6,1 | -7<br>-7 | 67,5<br>67,5 | 1,4<br>1,1 | 100<br>100 | 1575<br>1425 | 8<br>8 | 0,270<br>0,235 | amplificatore classe A |

1R5 — 1TA — 1S5 — 3S4

163

# TRASMETTITORE DA 25 WATT

Antenna. — Con lo stesso criterio adottato nella prima puntata, di fare cioè una descrizione piana e materiale dell'apparecchio in questione, fornisco ora gli ulteriori elementi atti a consentire il facile impiego del trasmettitore già descritto, completando la chiacchierata con quei dati costruttivi che interessano il costruttore.

Innanzi tutto va rilevato che nello schema è stato dimenticato il condensatore a mica di blocco sullo schermo della 807, il cui valore non deve superare 5000 pF, essendosi prevista la modulazione tanto sulla placca che sulla $G_2$.

Prima di procedere oltre, sarà opportuno descrivere brevemente l'antenna da usarsi; l'argomento è in realtà delicato e complesso. Rimanendo però nel limite delle cose semplici, sempre sulla scorta delle esperienze che a questo trasmettitore sono direttamente collegate, descriverò solamente l'installazione d'una antenna hertziana unifilare, direttamente alimentata ad un estremo. Il fatto stesso che questo sistema non comporta linee di alimentazione accordate o non ed aventi determinati valori d'impedenza, costituisce di per se la maggior facilitazione, sia dal lato puramente meccanico che da quello teorico.

Partendo dal presupposto di usare un filo irradiante alimentabile per tensione al suo estremo, la lunghezza di questo non può essere inferiore alla metà della stessa lunghezza d'onda su cui è sintonizzato lo stadio finale del trasmettitore. Nel caso particolare si tenga presente la minima frequenza sulla quale si prevede di eseguire gli esperimenti di trasmissione, per esempio 3,5 MHz, cioè la gamma degli 80 metri, se l'ottimismo dell'interessato gli permette di considerare come prossima la possibilità di operare su questa gamma.

Il fatto che per frequenze maggiori la lunghezza venga ad essere un multiplo di $\lambda/2$ lascia impregiudicata la prevista alimentazione di tensione. Va solo ricordato che un aereo che funzioni su frequenza doppia od addirittura quadrupla di quella fondamentale (come sarebbe il caso di un'antenna prevista per 80 m ed usata su 20 m) acquista caratteristiche direzionali, non sempre coincidenti con gli scopi e le direzioni desiderate.

Teoricamente il dimensionamento dell'aereo (dal suo estremo sino alla bobina dello stadio finale del trasmettitore) deve corrispondere a 0,475 $\lambda$ per mezza lunghezza d'onda. La lunghezza d'onda $\lambda$ deve essere, a sua volta, determinata in base alla frequenza del cristallo di cui si dispone, o comunque sul valore medio delle frequenze dei cristalli che si potranno usare.

In pratica la formuletta sarebbe valida solo se l'antenna si trovasse nelle ideali condizioni, cioè molto in alto e lontanissima da qualunque oggetto, cosa quasi irrealizzabile. Converrà quindi tagliare il filo alquanto più lungo, contrassegnando visibilmente il punto corrispondente alla lunghezza teorica, e prevederne l'installazione in maniera tale che sia sempre possibile l'allungamento o l'accorciamento (fig. 1).

Un mezzo semplicissimo consiste nel far passare il cavetto d'ancoraggio (in corda di canapa: non usate mai cavi metallici) nella gola di una carrucola fissata là ove si sarebbe normalmente ancorato questo estremo. Un contrappeso di qualche Kg. servirà a mantenere in tiro tutto il sistema. Dal lato opposto sarebbe elegante disporre di un taburello frenato, con contatti ecc. Personalmente ci siamo sempre limitati ad avvolgere la trecciola (non isolata) su se stessa.

Come norma generale si ricordi di non risparmiare il buon isolamento; si tenga pure presente che il filo stesso può anche non essere rettilineo e rappresentare pertanto una L dritta o rovesciata, persino una Z aperta, sempre che non ritorni sul suo percorso.

Non consigliamo l'uso di aerei unifilari accordati su $\lambda/4$ perchè l'alimentazione di corrente, in seguito alla necessità di una terra efficentissima o di appropriati contrappesi elettrici, offre difficoltà per chi non sia già pratico.

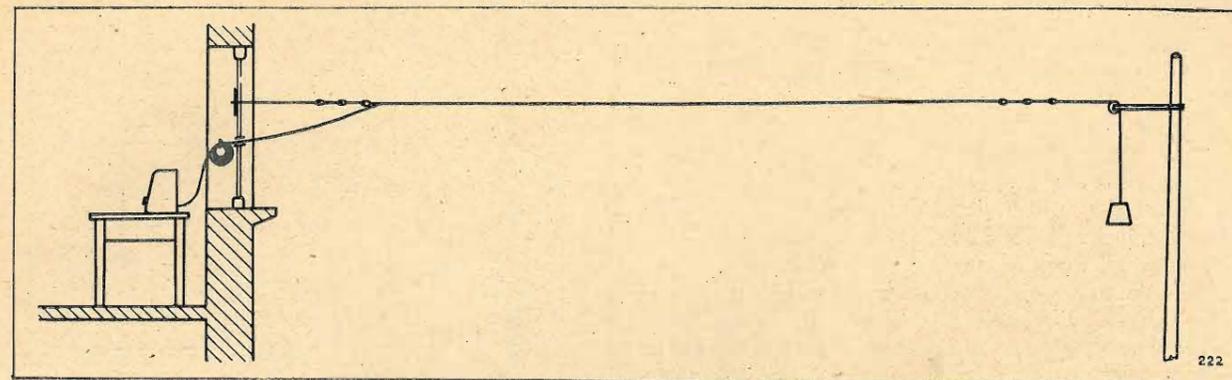
Il complesso trasmettitore sarà stato frattanto installato sul suo apposito tavolino, immediatamente presso la finestra o comunque presso l'apertura da cui esce il filo dell'antenna. Dato che in questo caso tutto il filo è irradiante, è ovvio che il suo sviluppo avvenga quanto più possibile fuori dalle mura della casa.



Fig. 1. - Un mezzo semplice per istallare una antenna efficente.

Regolazione. — Ed ora ritorniamo al trasmettitore, il cui corretto funzionamento sarà stato verificato convenientemente sul banco di laboratorio, sia a vuoto che con carico artificiale, con relativa misura delle varie correnti e tensioni. Esso si mette in funzione, come già descritto mantenendo per ora un ponticello alle boccole (19) destinate alla presa di modulazione. Senza carico alcuno la corrente anodica della 807 non sarà superiore ai 15÷20 mA. Si inserirà ora la banana facente capo all'antenna in una delle prime boccole collegate alle rispettive spire della bobina, dal lato opposto alla placca. Si avvertirà subito un aumento di corrente di qualche mA, pur tuttavia riducibile (non sino al valore originale) sintonizzando nuovamente il condensatore di accordo. Spostando l'aereo di boccola in boccola verso la placca e sintonizzando ad ogni singola operazione, si troverà un punto in cui la minima corrente ottenuta corrisponde con sufficente approssimazione al carico anodico previsto, cioè tra 75 e 80 mA. L'operazione va sempre effettuata gradualmente, per evitare di confondere la corrente leggibile a stadio disintonizzato (e la resistenza esistente in serie sullo schermo impedisce di superare 90÷100 mA) con la corrente che realmente è fonte dell'energia assorbita dall'antenna.

Il massimo rendimento (dati i pochi watt disponibili, non conviene assolutamente sciupare nulla) è però garantito solo se anche l'aereo ha la lunghezza corretta. Se l'installazione di questo sarà stata eseguita conformemente al metodo suggerito, sarà operazione semplice e rapida allungarlo od accorciarlo sino a trovare quella condizione che permetterà di leggere il minimo di corrente anodica, con aereo inserito, e con qualunque carico mantenendo il variabile nella stessa posizione che determinava, a vuoto, il perfetto accordo dello stadio. In altre parole, se lo stadio finale è stato accordato prima dell'inserzione dell'aereo, la posizione del condensatore variabile allorchè l'aereo viene inserito, rimane invariata quando l'antenna è perfettamente sintonizzata. Ogni regolazione che si renda necessaria per ridurre al minimo la corrente anodica sta ad indicare una differenza di accordo fra il trasmettitore e l'antenna.

Una comune lampadina al neon, avvicinata all'estremo dell'aereo, fornirà, con il suo accendersi, un'idea approssimativa della tensione a R.F. esistente.

Fig. 2. - Insieme dei telai a radio-frequenza e alimentatore. Con riferimento anche alle figure 1 e 2 del fascicolo precedente (la fig. 2 è stata pubblicata a rovescio) i diversi numeri rappresentano: 1) cristallo; 2) $L_1$; 3) EL2; 4) e 16) milliamperometro; 5) 807; 6) $L_3$; 7) $C_2$; 8) basetta prese d'aereo su $L_2$; 9) $L_4$; 10) 5Z3; 11) impedenza di spianamento; 12) partitore di tensione; 13) trasformatore di alimentazione; 14) condensatore per l'accordo di aerei disintonizzati (non descritto); 15) comando $C_1$; 17) commutatore milliamperometro; 18) $I_2$; 19) prese di modulazione; 20) presa alimentazione ricevitore; 21) interruttore generale; 22) deviatore ricezione/trasmissione; 23) presa alimentazione trasmettitore; 24) spia e fusibile.

Modulatore. — A questo punto si può inserire il modulatore. Togliere quindi la tensione anodica dal trasmettitore, ed inserire nelle boccole (19) i capi del secondario del trasformatore di modulazione. È indispensabile curare scrupolosamente i valori delle impedenze ed allo scopo, progettando un trasformatore di modulazione, è bene prevedere varie prese tra i 2000 ed i 10.000 ohm, onde il modulatore stesso possa essere agevolmente impiegato anche con altri trasmettitori muniti di valvole finali comportanti valori differenti.

L'impedenza della 807, in questo caso corrisponde all'incirca a 5500 ohm desumendosi questo valore mediante la formula:

$$Z = \frac{V_{oa}}{I_{oa} + I_{og_2} + I_R} = \frac{500 \cdot 10^3}{75+10+7} = \frac{500 \cdot 10^3}{92} = 5.500\ \Omega$$

$Z$ = impedenza offerta dal generatore che costituisce il carico del modulatore, $V_{oa}$ e $I_{oa}$ = tensione e corrente anodica media; $I_{og_2}$ = corrente di griglia schermo; $I_R$ corrente assorbita dal partitore di griglia schermo.

Qualsiasi amplificatore con una potenza finale di circa

20 W può servire quale modulatore per esempio un G. 27 (Stadio finale costituito da due 6L6 in classe $AB_1$) od alla peggio un G. 17 (finale: 6N7). Il primo è meglio indicato allo scopo.

Sarà utile ricordare la necessità di schermare tutti gli organi del modulatore (coperchio sotto il fondo, valvole schermate, anche capuccio, cavi di collegamento con il TX), onde evitare che la R.F. irradiata provochi quei noiosissimi inneschi che si verificano quando, attraverso la via meno sospettata, riesce ad entrare nell'amplificatore. Per lo stesso fine, all'entrata del cavetto schermato del microfono è quasi sempre indispensabile predisporre una impedenza per R.F. shuntata da un condensatore a mica da 300 pF. Tale accorgimento, certe volte, si rende necessario anche su entrambi i fili recanti la corrente alternata di alimentazione. Qui le bobine devono essere proporzionate alle correnti che le percorrono, mentre due condensatori a carta da 10.000 pF, rispondono allo scopo.

Il trasformatore di modulazione conviene senz'altro montarlo sullo chassis dell'amplificatore, in luogo dell'abituale trasfomatore d'uscita. Molti dilettanti, per modulare, non sapendo o non potendo costruire espressamente un trasformatore di modulazione ricorrono al sistema quanto mai irrazionale di collegare all'uscita (a bassa impedenza) di un comune amplificatore un altro trasformatore d'uscita funzionante inversamente. Prescindendo dalle considerevoli perdite introdotte, i valori delle impedenze sono quasi sempre lontanissime da quelle adatte allo scopo.

Un trasformatore di modulazione deve essere calcolato generosamente. Occorre che la qualità del lamierino sia buona, e le sezioni del filo di rame abbondanti, non tanto per sostenere le correnti previste quanto per ridurre al minimo le perdite determinate dalla resistenza ohmica dell'avvolgimento. Con questi presupposti noi abbiamo realizzato, con ottimi risultati, un trasformatore avente i seguenti dati: *Primario* 100 + 100 spire, Ø 0,25 smalto, $Z = 3.800\ \Omega$.

1° *Secondario*: 1780 spire Z = 3000 ohm
2030 spire Z = 4000 ohm
2300 spire Z = 5000 ohm
2580 spire Z = 6000 ohm
2720 spire Z = 7000 ohm
2900 spire Z = 8000 ohm } Ø 0,25 mm
2° *Secondario*: 145 spire Z = 20 ohm, sez. Ø 1,5 mm

Il secondario a bassa impedenza torna molto utile per provare l'amplificatore con un normale altoparlante o con carichi, equivalenti.

Il nucleo deve avere una sezione di 15 cm², con un intraferro di circa 1 mm.

Ricordando che la radice quadrata del rapporto delle impedenze corrisponde al rapporto del numero di spire, sarà facile per il dilettante che desiderasse altri valori, calcolare l'equivalente numero di spire.

Il funzionamento del modulatore non richiede particolari accorgimenti. Per non correre il rischio di modulare oltre il 100%, è conveniente (in mancanza di strumenti appropriati) regolare l'amplificatore in maniera tale che la potenza di uscita misurabile sul secondario del trasformatore di modulazione (con l'appropriato carico) non ecceda la metà della potenza di alimentazione della 807. Un buon microfono, preferibilmente piezoelettrico, assicura alla parola quelle caratteristiche piuttosto squillanti e nitide, atte a rendere intelligibili i messaggi anche nelle ben note condizioni di QRM.

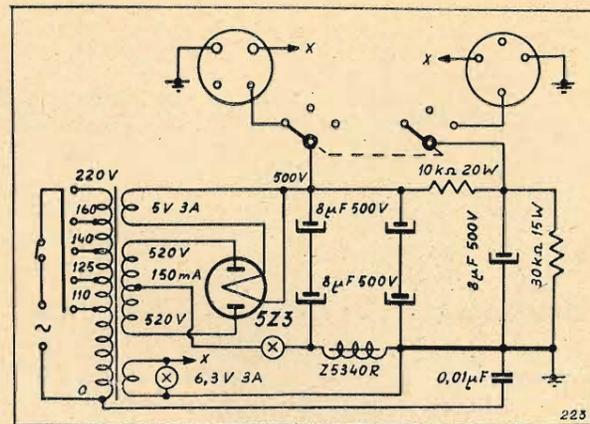



FIG. 3. - Schema dell'alimentatore.

ALIMENTATORE. — Non sarà mai sufficentemente raccomandato di curare particolarmente la costruzione del trasformatore di alimentazione, nel quale è desiderabile una ridottissima resistenza interna. Il secondario ad alta tensione fornirà 520 + 520 V a 150 mA.

Come impedenza di livellamento la Geloso Z 5340 R (10 H, 150Ω, 175 mA) si è dimostrata perfettamente adatta allo scopo.

Nello schema, riportato in figura 3, va rilevato l'accorgimento di usare due condensatori elettrolittici disposti in serie, onde non dover ricorrere a tipi speciali, ad alto isolamento.

Una lampadina da 0,3 A in serie sul ritorno anodico serve egregiamente come fusibile in caso di cortocircuiti, ed al tempo stesso come spia rivelante l'inserzione della tensione anodica al trasmettitore.

Il deviatore (22) interrompe la tensione anodica di 500 V dando contemporaneamente una tensione di circa 250 V al relativo spinotto della presa (20) prevista per un eventuale ricevitore.

Facciamo ora seguire l'elenco dei pezzi ed i dati per le bobine. Questi ultimi però dovranno essere interpretati dal costruttore con buon senso, in quanto le capacità distribuite derivanti dalla particolare disposizione del cablaggio potrebbe comportare variazioni sensibili al numero di spire.

## ELENCO DEI COMPONENTI

### A) Telaio trasmettitore.

N. 1. Telaio forato.
N. 1. Commutatore 2 vie, 3 pos.
N. 1. Sopporto per 807 (tipo per O.C.).
N. 4. Boccole isolate.
N. 1. Zoccolo in ceramica, 5 piedini americano.
N. 1. Zoccolo in ceramica a bicchiere.
N. 1. Schermo (tipo per M.F.) per 807.
N. 2. Condensatori variabili spaziati da 200 pF.
N. 2. Condensatori a mica da 5000 pF.
N. 1. Condensatore a mica da 1000 pF isol. 2500 V.
N. 1. Condensatore a mica da 1000 pF.
N. 1. Condensatore a mica da 50÷150 pF.
N. 1. Condensatore a mica da 100÷250 pF.
N. 1. Condensatore a carta da 0,01 μF isol. 3000 V.
N. 2. Condensatori a carta da 0,01 μF isol. 1500 V.
N. 1. Condensatore a carta da 0,025 μF isol. 1500 V.
N. 1. Resistenza da 400 ohm 2 W.
N. 1. Resistenza da 3000 ohm 2 W.
N. 1. Resistenza da 4000 ohm 20 W.
N. 1. Resistenza da 15 k ohm 3 W.
N. 1. Resistenza da 25 k ohm 1 W.
N. 1. Resistenza da 25 k ohm 2 W.
N. 1. Resistenza da 30 k ohm 6 W.
N. 1. Resistenza da 50 k ohm ½ W.
N. 1. Resistenza da 50 k ohm 2 W.
N. 1. Interruttore a pallino.
N. 1. Quarzo completo di montatura.
N. 1. Sopporto in ceramica per quarzo.
N. 1. Valvola EL2
N. 1. Valvola 807.
N. 1. Bobina a nido d'api per 150 mA.
N. 1. Induttanza (L3) = 12 spire Ø 0,60 su sopporto ceram. Ø 8,5 mm.
N. 1. Milliamperometro da 1 mA fondo scala.
N. 1. Shunt da 50 mA.
N. 1. Shunt da 100 mA.
N. 2. Manopole graduate.
N. 1. Manopola ad indice per commutatore strumento.
N. 1. Spinotto volante con 4 piedini americani.
N. 1. Zoccolo americano a 4 piedini (sopporto bobina L1).
cm. 50 Cavetto quadripolare isolato sotto gomma.

### B) Telaio alimentazione.

N. 1. Trasformatore di alimentazione:
primario universale.
secondario 2×520 V 150 mA.
secondario 5 V - 3 A/6,3 V - 3 Amp.
N. 1. Impedenza Geloso Z 5340 R (o simile).
N. 1. Resistenza da 10 k ohm, 20 W.
N. 5. Condensatori elettrolitici da 8 μF 500 V.
N. 1. Deviatore 2 vie 3 posizioni.
N. 2. Sopporti per lampadine spia.
N. 1. Lampadina 6,3 Volt 0,30 A.
N. 1. Lampadina 6,3 Volt 0,20 A.
N. 1. Condensatore a carta da 0,01 μF 3000 V.
N. 1. Valvola 5Z3.
N. 2. Zoccoli americani a 4 piedini.
N. 1. Zoccolo micron Geloso a 4 piedini.
N. 1. Interruttore a pallina.
N. 1. Telaio con relativo panello.

DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

| | $L_1$ su zoccolo di valvola a 4 piedini Ø = ∾33 mm | | | $L_4$ su tubo di cartone bachelizzato Ø = 50 mm | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| λ (m) | N, sp. | Ø filo mm | spaziatura mm | N. sp. | Ø filo mm | spaziatura mm |
| 80 | 27 | 0,6 | chiuse | 22 | 1,5 | 1 |
| 40 | 14 | 0,6 | chiuse | 15 | 1,5 | 1 |
| 20 | 8 | 0,8 | 0,8 | 10 | 1'5 | 3 |

NB. Questi dati, determinati sperimentalmente, senza alcun calcolo preventivo, hanno dato i risultati desiderati nel nostro montaggio. Le capacità inserite, in ogni singolo caso, erano proporzionate alla frequenza in gioco.



## VALVOLE

Un inconveniente molto noioso, che si lamenta purtroppo abbastanza sovente nelle valvole, sia di tipo americano, sia di tipo europeo, è quello del fissaggio dello zoccolo al

bulbo di vetro. Sovente detto zoccolo si stacca ed il bulbo di vetro si muove rispetto ad esso. Per ovviare tale inconveniente è sufficente mettere alcune gocce di alcool denaturato fra lo zoccolo ed il vetro, come è indicato in figura, lasciare la valvola in posizione verticale per 24 ore e lo zoccolo aderirà nuovamente in modo perfetto al bulbo.

*M. L. P.*

# RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

## "RADAR"

Come è stato comunicato sia dalla « Associated Press Photo from London » sia dalla R.A.I., nella rubrica attualità da Roma trasmessa alle ore 20 del 19 aprile, è stata tenuta, alla fine di febbraio, una conferenza per mettere al corrente i piloti stranieri su alcuni segreti riguardanti la radio e radar navigazione. Alla conferenza, tenutasi a Bassingbourn presso un aeroporto della R.A.F. nel Hertfordshire, erano presenti 40 delegati di 21 nazioni fra cui due piloti italiani: il tenente colonnello Aristide de Vincenti e il maggiore Publio Magini.

In tale occasione sono stati illustrati specialmente due apparati: il « Decca » che serve per la navigazione e permette l'atterraggio ceco degli aerei con una precisione di 20 yarde; e il radar SCS 50.

A seguito di ciò a Roma è stata tenuta una conferenza nella quale i delegati italiani hanno illustrato, in presenza dei rappresentanti degli enti e delle ditte interessate, i risultati del loro viaggio.

G. D.

*Era appena uscito il numero 4 di « Elettronica » nel quale veniva espresso il desiderio e l'auspicio che fosse documentato quanto è stato fatto in Italia nel campo del « radar» allorchè ci è pervenuto il volume intitolato «* INTRODUZIONE ALLA RADIOTELEMETRIA (RADAR) *» del professore Ugo Tiberio. Egli ebbe la più larga parte nel contributo italiano per lo sviluppo dei principi e delle apparecchiature inerenti i radar. Ci proponiamo di pubblicare una recensione del libro nel prossimo numero di « Elettronica ». Frattanto siamo lieti che con la pubblicazione del volume sia stato adempiuto ad un desiderio che certamente non è solamente nostro.*

G. D.

### *Il radar tipo 584.* (The S.C.R. - 584 - Radar) «Electronics», XVIII, dic. 1945, pag. 104-109 con 10 fig.

Facendo riferimento alla precedente descrizione ([1]) vengono dati altri particolari sul radar SCR-584.

*Connessione a radio frequenza.* In primo luogo si illustra come le microonde vengono convogliate dal generatore al radiatore mediante linee coassiali che servono anche per ricondurre l'eco al ricevitore. L'insieme della connessione (chiamato sistema R.F.) è illustrato dalle figure 1 e 2. Appena l'impulso a R.F. abbandona il trasmettitore incontra un giunto a T che riunisce tre linee coassiali. Una va verso il radiatore. Lungo tale strada il segnale passa attraverso tre giunti rotanti i quali permettono al radiatore di muoversi circolarmente (*azimut*) e in elevazione per la « *esplorazione a spirale* » ([2]) e di far ruotare il dipolo intorno all'asse per lo « *inseguimento conico* ».

([1]) Vedi recensione su «Elettronica», I, 4, aprile 1946, p. 161.

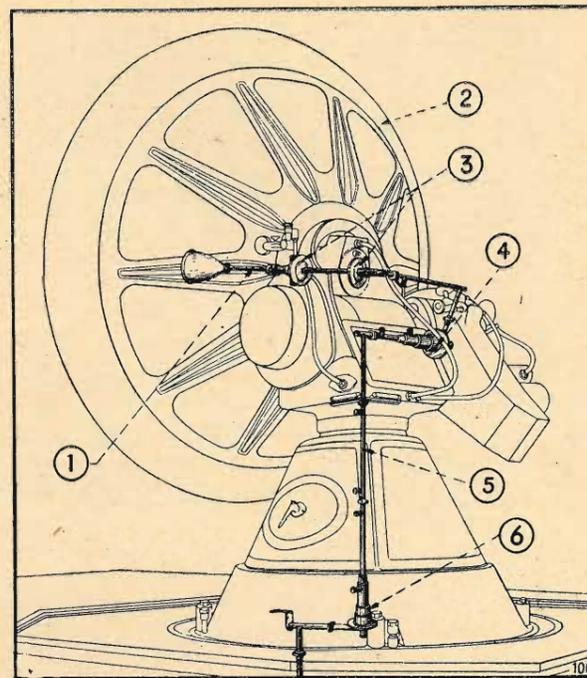



Fig. 1. - Linea di trasmissione a R. F. e sistema irradiante del radar SCR 584. 1) Dipolo irradiante; 2) riflettore parabolico; 3) giunto rotante ad elevata velocità (1400 giri al minuto); 4) giunto rotante di elevazione; 5) linea di trasmissione a R.F.; 6) giunto rotante per l'azimut.

Il restante braccio del giunto a T è collegato al ricevitore. In questo braccio il segnale del trasmettitore incontra la scatola T/R (trasmissione ricezione) ove trovasi un tubo a scarica a bassa pressione (fig. 4) il quale impedisce al segnale trasmesso di giungere direttamente al ricevitore con intensità eccessiva mentre lascia transitare l'eco come è descritto più avanti.

I giunti consistono in una sovrapposizione per 1/4 d'onda fra i due tronconi del conduttore interno o esterno fra i quali rimane un intervallo d'aria. L'energia passa per capacità.

Ogni giunto è coperto con una guaina a tenuta d'aria. Nell'interno della tubazione è mantenuta aria secca alla pressione di 5 pounds (*probabilmente per raggiungere una rigidità dielettrica sufficente* - N. d. R.).

*Il dipolo.* È rappresentato in figura 3. Una custodia di materia plastica lo circonda per contenere la pressione d'aria. La linea coassiale è circondata da un collare in quarto d'onda che converte l'alimentazione disimmetrica in simmetrica. Il conduttore interno è di diametro aumentato per cambiare l'impedenza della linea così da adattarla all'impedenza del dipolo (2 in fig. 3). I due segmenti del dipolo sono di differente lunghezza cosicchè l'irradiazione è lievemente dissimetrica rispetto all'asse della linea. Ne risulta che l'asse del fascio è lievemente divergente rispetto all'asse del paraboloide e perciò ruotando traccia un cono per l'inseguimento conico. Vi è poi un disco metallico (7 in fig. 3) che riflette la radiazione diretta verso il riflettore parabolico. Altrimenti l'irradiazione diretta sarebbe notevole e allargherebbe notevolmente il fascio. La linea coassiale è accorciata a destra ad una distanza tale che il segnale riflesso risulta in fase adatta per rinforzare la radiazione.

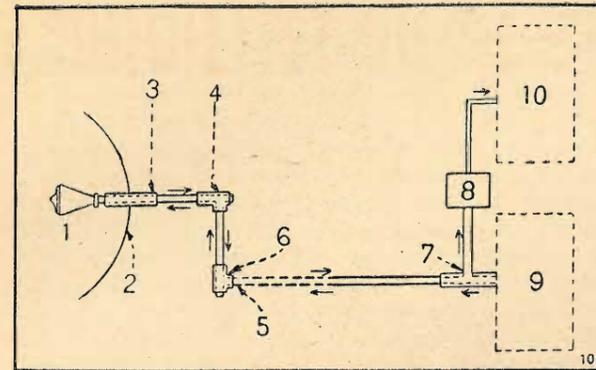
([2]) Vedi: G. Dilda e O. Sappa: *I Radar,* «Elettronica», I, 3. marzo 1946, pag. 87.



Fig. 2. - Schema di principio degli elementi di trasmissione e ricezione del radar SCR 584. 1), 2), 3), 4), 5) e 6) come nella figura 1; 7) giunto a T; 8) scatola T/R; 9) tramettitore; 10) ricevitore.

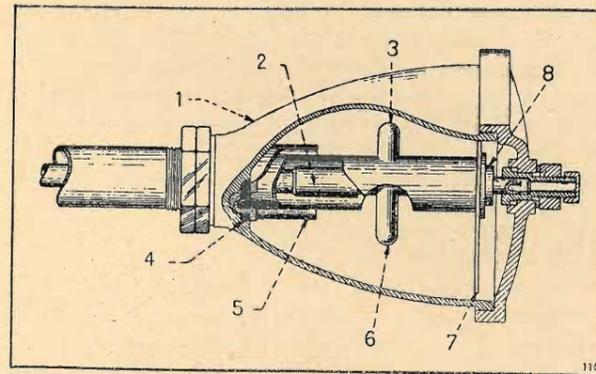



Fig. 3. - Dipolo irradiante: 1) Custodia di materia plastica; 2) conduttore interno a sezione aumentata per la trasformazione d'impedenza; 3) sezione esterna del dipolo; 4) guarnizione; 5) collare accordato su 1/4 d'onda; 6) sezione interna del dipolo; 7) disco riflettente; 8) spina accorciata.

*Commutatore di ricezione-trasmissione.* La scatola T/R (fig. 2) consente di usare lo stesso radiatore per la trasmissione e la ricezione. Il suo elemento essenziale è il tubo T/R (tipo 713 A) illustrato in figura 4. Esso comprende due elettrodi conici supportati da flange metalliche che si estendono attraverso l'involucro di vetro e fanno parte di una cavità risonante (fig. 4A). La cavità è accordata con due spine d'accordo (fig. 4B) sulla frequenza portante. Perciò quando nella cavità, introdotto attraverso il cappio di accoppiamento, appare il segnale trasmesso, essa risulta eccitata e fra gli elettrodi conici si manifesta una d. d. p. sufficente per ionizzare immediatamente (in pochi centesimi di $\mu s$) l'atmosfera che è ricca di ioni liberi mantenuti da un apposito elettrodo e dalla presenza di vapore d'acqua alla pressione di 1 mm di Hg. Il cortocircuito che si manifesta fra i due coni dissintonizza la cavità. Alla fine dell'impulso trasmesso lo spazio si deionizza (in $\backsim$1 $\mu s$) e la cavità riacquista le sue qualità risonanti. Perciò al ritorno dell'eco questo eccita la cavità (però con piccola potenza cosicchè non si stabilisce il corto circuito dovuto alla ionizzazione) e l'eco viene trasferito al ricevitore.

Durante la scarica la scatola T/R introduce una attenuazione al segnale trasmesso di oltre 60 dB cioè riduce la potenza da 300 kW a meno di 100 mW. Questo livello è abbastanza debole per non risultare dannoso al ricevitore ma sufficente per fornire l'impulso iniziale che deve vedersi sull'indicatore tipo J.

La potenza consumata per mantenere la scarica nel gas è trascurabile di fronte ai 300 KW del trasmettitore.

*Il sistema ricevitore.* Lo schema di principio è rappresentato nella figura 5.

Il segnale che proviene dalla scatola T/R è applicato direttamente al cristallo convertitore che è combinato con un oscillatore locale accordato su una frequenza di 30 MHz maggiore di quella utile.

Le cause principali di disturbo sono, in ordine d'importanza il cristallo, l'amplificatore di M.F., l'oscillatore. Appunto per ridurre tali disturbi è stato usato il convertitore a cristallo e i due primi stadi dell'amplificatore a M.F. (30 MHz) sono montati adiacenti al convertitore. Mediante tutte le cure è stato possibile mantenere i disturbi intorno a 15 dB sopra il livello teorico presente nell'antenna.

Prima di proseguire nella descrizione consideriamo il circuito convertitore e quello oscillatore.

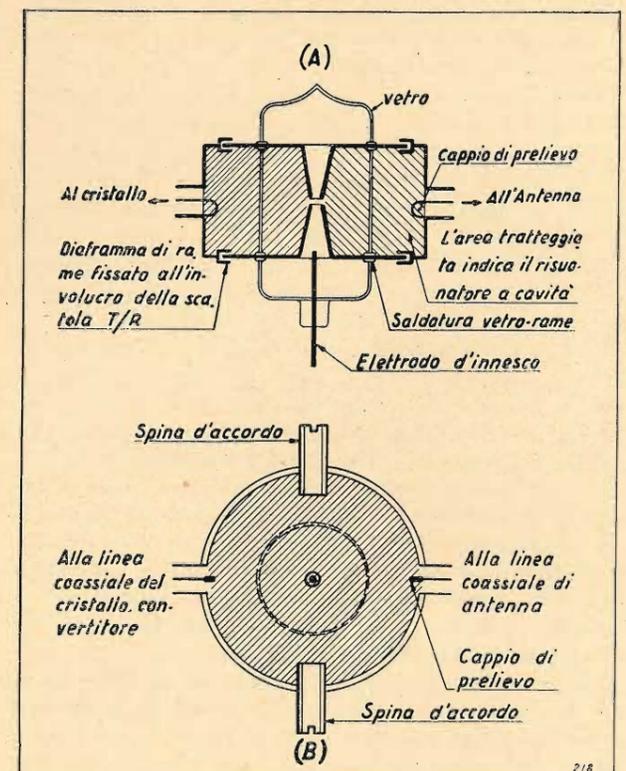



Fig. 4. - Tubo 713 A a gas per la commutazione "trasmissione-ricezione".

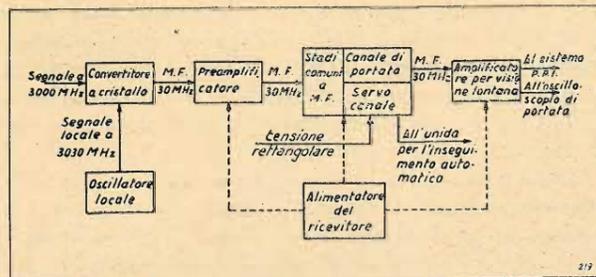



FIG. 5. - Schema di principio del ricevitore del radar SCR 584.

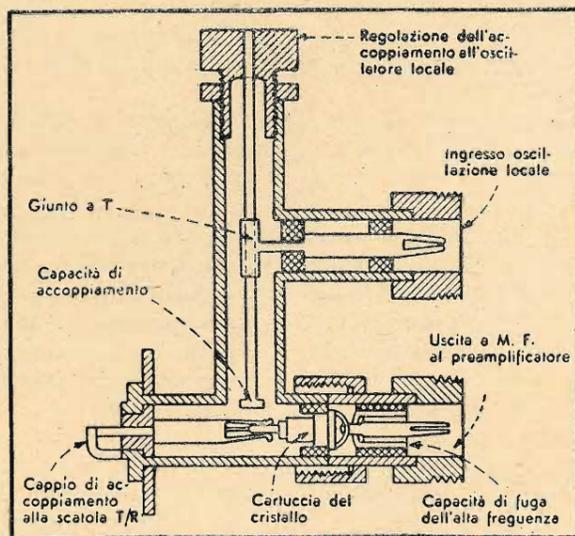



FIG. 6. - Sezione del sistema convertitore con il relativo cristallo.

*Convertitore a cristallo*. I tubi multigriglia usati per la conversione non sono usabili per le microonde a causa del rumore prodotto. Il diodo è più adatto. Il tipo più efficente di diodo è il cristallo al silicio.

Una piastrina di silicio (trattata termicamente ed intaccata chimicamente) con un « baffo di gatto » di tungsteno appoggiato su essa, è montato in una piccola cartuccia riempita con un impasto plastico. Questa cartuccia è montata in una custodia chiamata convertitore e mostrata in figura 6. Il cappio in basso a sinistra riceve il segnale dalla scatola T/R. Il livello del segnale locale, introdotto come si vede in figura 6, è regolabile mediante una regolazione a vite di una piastra di accoppiamento finchè la corrente continua che attraversa il cristallo è di $\backsim$ 0,6 mA. Nella linea di uscita della M.F. è sistemata una piccola coppa metallica isolata in mica che forma una capacità sufficente per fugare le alte frequenze. La reattanza di capacità è 100 volte maggiore a 30 MHz che a 3000 MHz cosicchè a 30 MHz la derivazione è relativamente piccola. Il convertitore non ha elementi risonanti ed è costruito per funzionare nel campo compreso fra 2700 e 2900 MHz senza regolazioni.

*Oscillatore locale*. Viene usato un clistron a riflessione con una sola cavità di cui in figura 7 è mostrata schematicamente la sezione. Gli elettroni, accelerati fino a circa 575 V, pervengono alle due griglie facenti parte della cavità. Allorquando questa è sede di oscillazioni il fascio elettronico risulta modulato in velocità col noto risultato ([3]) di ottenere un addensamento degli elettroni in alcuni punti ed un loro diradamento in altri punti. Questo fascio elettronico così modulato in velocità, incontra successivamente il campo creato dall'elettrodo a circa —700 V che lo riflette nuovamente verso la fenditura della cavità. Se la velocità degli elettroni e il potenziale del riflettore sono scelti convenientemente in relazione con la frequenza di risonanza della cavità e con le altre dimensioni del tubo, gli elettroni riflessi si raggruppano anche in corrispondenza della fenditura. Ciò deve inoltre manifestarsi esattamente quando il potenziale fra la fenditura è massimo e nel senso di frenare gli elettroni cosicchè questi sono costretti a cedere parte della loro energia cinetica alla cavità. Se i successivi gruppi di elettroni riattraversano la fenditura esattamente col ritmo corrispondente alla risonanza della cavità e con la fase sopra indicata le piccolissime oscillazioni (che inizialmente si manifestano per eccitazione ad impulso) sono via via rinforzate fino a raggiungere l'equilibrio fra l'energia raccolta dagli elettroni e quella estratta dalla cavità attraverso il cappio di accoppiamento oltre a quella di perdita. Potenze di decimi di watt sono facilmente prodotte. La frequenza può essere parzialmente variata regolando la tensione del riflettore e ciò consente di regolare precisamente il ricevitore sulla frequenza del trasmettitore. Il tubo oscilla per diversi valori della tensione del riflettore; viene generalmente scelto il più negativo.

Occorre porre cura per evitare di applicare al cristallo una tensione locale eccessiva che lo danneggerebbe. Perciò l'oscillatore locale è accoppiato molto lascamente come è indicato in figura 6. Ciò anche allo scopo di ridurre l'assorbimento dell'eco da parte della cavità dell'oscillatore che è disaccordato solo del 1% (30 su 3000 MHz).

*L'amplificatore a media frequenza*. Corrisponde allo schema di principio di figura 5. Il preamplificatore che riceve il segnale attraverso un adatto trasformatore comprende

([3]) Promettiamo ai lettori di « Elettronica » di illustrare, nella forma più chiara e semplice possibile, in uno dei prossimi numeri, il funzionamento del clistron e dei nuovi tubi in genere (*N. d. R.*).

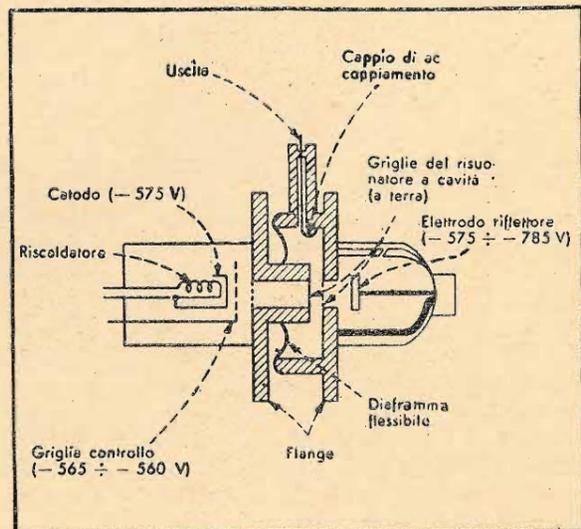



FIG. 7. - Sezione del clistron a riflessione usato come oscillatore locale.

2 stadi accoppiati mediante un circuito oscillatorio accordato induttivamente incluso nel circuito di griglia. I tubi impiegati sono pentodi 6AC7 ad elevata pendenza. Il carico anodico è di 850 Ω col quale si ottiene un'amplificazione di circa 7 per stadio entro una larghezza di banda di circa 1,7 MHz. L'uscita del preamplificatore è connessa mediante un cavo coassiale flessibile all'amplificatore che comprende altri tre stadi uguali a quelli del preamplificatore. Poi il canale si sdoppia. Una parte alimenta il canale per la visione lontana (*canale di portata*). L'altra parte alimenta un amplificatore analogo al precedente. Il primo tubo di questo però riceve una tensione di griglia schermo rettangolare in cui l'impulso positivo dura solo 3 μs e, nei tipi più recenti, solamente 0,5 μs. L'amplificatore funziona perciò solo durante questo breve intervallo di tempo ed è possibile in tal modo separare l'eco dell'obiettivo che deve essere seguito con « l'inseguimento conico » ([2]) da ogni altro eco. Con gli impulsi della durata sopraindicata vengono sopressi tutti i segnali al di fuori di un segmento rispettivamente di 1000 e 167 m ([4]). La scelta, fra i diversi echi, di quello dovuto all'obiettivo che deve essere inseguito dipende dall'istante in cui arriva l'impulso rettangolare ad alimentare la griglia schermo del tubo considerato. Per effettuare tale scelta l'obiettivo è inizialmente individuato sull'indicatore P.P.I. successivamente su quello di tipo J. Poi l'operatore regola una linea di traguardo in modo da centrarla sull'eco. Questa regolazione è connessa al generatore delle tensioni rettangolari e ne determina l'istante d'inizio esattamente un po' prima dell'arrivo dell'eco prescelto.

*G. D.*

## *Progressi e sviluppi delle telecomunicazioni nel 1945.* (Revue de 1945). « Journal des Telecommunications », XIII, gennaio 1946, 1, pag. 1-22.

Le invenzioni realizzate in segreto durante la guerra dai laboratori di ricerca specialmente degli Stati Uniti d'America e dell'Inghilterra, vengono rese pubbliche a poco a poco. Si viene così a conoscenza di importanti progressi tecnici che riguardano i campi della telefonia della telegrafia e particolarmente delle radiocomunicazioni.

*Propagazione delle onde elettromagnetiche*. — Le ricerche scientifiche sulla propagazione delle onde elettromagnetiche hanno permesso di chiarire come si effettui l'azione delle macchie solari sugli strati ionizzati dell'alta atmosfera.

*Emissioni di impulsi modulati*. — Questo sistema di trasmissione, che sembra destinato ad un grande sviluppo, consiste nell'emettere ogni secondo un numero ultraacustico di impulsi di oscillazioni a frequenza molto elevata, di brevissima durata (dell'ordine del microsecondo). La modulazione degli impulsi può venir effettuata modificando l'ampiezza o la larghezza di ogni impulso oppure variando le posizioni relative degli impulsi nel tempo. Particolarmente interessante è il fatto che ordinando gl'impulsi è possibile trasmettere contemporaneamente diverse comunicazioni, anche in diverse direzioni. Questo sistema di trasmissione presenta però l'inconveniente che esso occupa molto posto nello spettro delle frequenze radio così che è utilizzabile soltanto alle frequenze molto elevate. Un collegamento a relè stabilito negli Stati Uniti d'America con questo sistema funziona su una frequenza portante di 5 000 MHz. Esso permette di trasmettere simultaneamente 8 comunicazioni telefoniche o 144 comunicazioni telegrafiche.

La necessità di utilizzare con il massimo rendimento lo spettro delle frequenze radioelettriche ha fatto nascere diversi sistemi di trasmissione che tentano sia di aumentare la velocità di trasmissione sia di ridurre la banda occupata da una trasmissione. La prima soluzione è stata adottata in un procedimento chiamato « Romac » con il quale è possibile trasmettere comunicazioni telegrafiche ad una velocità di 3000 parole per minuto.

*Modulazione di frequenza*. — La modulazione ad impulsi non ha fatto perdere d'interesse alla modulazione di frequenza i cui vantaggi sono sempre molto apprezzati, specialmente in radiodiffusione. Negli Stati Uniti d'America funzionano attualmente con questo sistema 129 stazioni. Certi paesi d'Europa hanno già deciso la sua applicazione alle reti di radiodiffusione ed hanno annunciato che sono in costruzione le relative stazioni. Ancora negli Stati Uniti è stato proposto di dare a tutti i radioricevitori la possibilità di ricevere tanto le trasmissioni modulate in ampiezza quanto quelle modulate in frequenza.

*Amplificazione*. — Particolarmente studiati sono stati gli amplificatori a larga banda di frequenza destinati ai trasmettitori speciali che funzionano su onde molto corte.

*Antenne*. — Notevoli risultati sono stati ottenuti nel perfezionamento della direttività delle antenne; così un trasmettitore di 1 kW che diriga il segnale su un ricevitore fisso equivale, con i sistemi attuali di direttività, ad un trasmettitore di 100 kW ad emissione non direzionata.

La limitazione della portata delle stazioni trasmittenti su onde molto corte preoccupa molto coloro che si propongono di stabilire nuove emissioni di radiodiffusione su queste lunghezze d'onda. Si sperimenta attualmente l'emissione di programmi da parte di un velivolo sorvolante la regione che deve essere servita. Un ricevitore disposto sull'aereo riceve le emissioni, trasmesse con piccola potenza dagli studi di radiodiffusione o di televisione, e li ritrasmette con maggiore potenza. Un secondo velivolo è previsto per riprendere immediatamente il servizio di trasmissione nel caso di guasti.

*Tubi elettronici*. — La tecnica dell'emissione ad impulsi su cui si basa in particolare il funzionamento dei « radar » ha fatto fare progressi straordinari alla tecnica dei tubi elettronici, così che ora si possono ottenere potenze istantanee molto elevate, dell'ordine di quelle fornite da una grande centrale elettrica, a frequenze dell'ordine di 10.000 MHz. Naturalmente la durata degli impulsi è brevissima, dell'ordine di un milionesimo di secondo. I tubi elettronici che permettono tali risultati sono i magnetron ad anodo sezionato, associati a cavità risonanti. Anche i clistron sono stati considerevolmente perfezionati e la loro produzione verrà fatta prossimamente su scala industriale.

Nel campo dei tubi per onde centimetriche si segnala un nuovo tipo di tubi, denominati megatron, ad elettrodi piani. Questa disposizione degli elettrodi permette una mag-

([4]) In realtà sembra che tale segmento debba essere diviso per 2 per tener conto del percorso di andata e di quello di ritorno (*N. d. R.*).

giore solidità della struttura elettrodica ed una riduzione della capacità fra l'anodo ed il catodo.

*Radioricevitori.* — Nel campo delle onde centimetriche è da segnalare il ritorno all'utilizzazione del rivelatore a cristallo, che è stato perfezionato in modo da renderlo robusto e stabile; esso può venir trattato come un comune tubo ricevente. Degna di nota è anche l'attuazione di condensatori in carta di grande capacità e volume ridotto grazie ad un nuovo procedimento di metallizzazione della carta.

*Misure.* — Notevoli sono i risultati ottenuti anche in questo campo. Basti accennare che per le misure sui ricevitori dei « radar » sono stati costruiti oscillatori muniti di dispositivi attenuatori tali da poter produrre segnali della potenza di $10^{-12}$ watt.

*Televisione* — Con il ritorno alle occupazioni del tempo di pace le ricerche nel campo della televisione hanno avuto un nuovo impulso. Il principale problema che interessa i tecnici è quello di perfezionare la finezza dell'immagine ricevuta. L'esplorazione dell'immagine con 1000 linee, che fino a qualche anno fa sembrava impossibile, ora è considerata non soltanto desiderabile ma anche realizzabile, e negli Stati Uniti d'America, in Inghilterra ed in Francia si spera di raggiungere un tale risultato in breve tempo. L'adozione di onde metriche e anche centimetriche per le emissioni di televisione elimineranno le difficoltà che si incontrano nella trasmissione delle larghe bande di frequenza necessarie per questi sistemi di televisione.

È interessante citare ciò che si propone di fare in questo campo una importante ditta americana. Per le trasmissioni in bianco e nero l'esplorazione dell'immagine avverrebbe con 1029 linee e le immagini si susseguirebbero con la frequenza di 30 al secondo; per le trasmissioni a colori le immagini si susseguirebbero in ragione di 20 al secondo e l'immagine verrebbe analizzata con 525 linee per ogni colore.

È previsto anche di utilizzare la medesima portante sia per la trasmissione sonora sia per quella televisiva, utilizzando la tecnica degli impulsi modulati per trasmettere il suono. Durante il breve intervallo che separa l'esplorazione di due linee successive dell'immagine il trasmettitore emetterebbe un impulso modulato in larghezza dal suono da trasmettere. Questo sistema sembra risolvere elegantemente il problema della trasmissione televisiva e sonora contemporanee. Inoltre permette di ridurre di 1 MHz la larghezza della banda totale necessaria per la trasmissione.

*G. G.*

### H. Glenn. *Voltmetro-ohmmetro elettronico.*

(Increasing Vacuum-Tube Volt-ohmmeter sensitivity), Q. S. T., XXIX, 2, febbraio 1945, pag. 35-38 con 2 schemi e 3 fotografie.

Si descrive un volt-ohmmetro elettronico del tipo a ponte a lettura diretta per c. c. e c. a. in cui tutti e quattro i lati del ponte sono costituiti da tubi elettronici ottenendo così sensibilità elevata (0,32 V in fondo scala), con corrente di griglia trascurabile (0,0008 μA), pur usando uno strumento con portata di 1 mA.

Nel comune circuito a ponte in cui due lati sono costituiti da due triodi o pentodi si ottiene invece una sensibi-

| | | |
|---|---|---|
| $C_1$ 0,02 μF 1000 V | $R_9$ 20 kΩ 1/2 W precisa | $R_{20}$ 10 kΩ 1/2 W precisa |
| $C_2$ 0,05 μF 1000 V | $R_{10}$ 10 kΩ » » | $R_{21}$ 10 kΩ » » |
| $C_3$ 0,005 μF 1000 V | $R_{11}$ 10 Ω variabile | $R_{22}$ 5 Ω 5 W |
| $C_4$ 10 μF elettr. 450 V | $R_{12}$ 90 Ω 1/2 W precisa | $R_{23}$ 500 Ω 1/2 W |
| $R_2$ 1 MΩ 1/2 W | $R_{13}$ 900 Ω » » | $R_{24}$ 10 kΩ variab. a filo |
| $R_3$ 25 kΩ variabile | $R_{14}$ 9 kΩ » » | $R_{25}$ 15 kΩ » » |
| $R_4$ 7 MΩ 1/2 W precisa | $R_{15}$ 90 kΩ » » | $S_1$ Commutatore 3 pos. 5 vie |
| $R_5$ 2 MΩ » » | $R_{16}$ 0,9 MΩ » » | $S_2$ » 7 » 2 » |
| $R_6$ 0,7 MΩ » » | $R_{17}$ 9 MΩ » » | $S_3$ Interruttore |
| $R_7$ 0,2 MΩ » » | $R_{18}$ 20 MΩ » » | $T$ Trasformatore alimentazione |
| $R_8$ 70 kΩ » » | $R_{19}$ 10 kΩ variabile a filo | 250-0-250 V 10 mA 6,3 V 2 A |

lità massima di 1,5 V in fondo scala e questo tollerando nel circuito di griglia correnti in molti casi inammissibili.

*Voltmetro c. c.* (Posizione 1 del commutatore $S_1$). La sensibilità è stata ridotta mediante la resistenza $R_{24}$ in serie sullo strumento. Le portate ottenute col commutatore $S_2$ sono 1-3-10-30-100-300-1000 volt. La resistenza d'ingresso del voltmetro è di 10 MΩ.

*Ohmmetro.* (Posizione 2 del commutatore $S_1$). Con il sussidio di una pila di 1,5 volt si possono misurare resistenze da 0,1 ohm a 1000 megaohm. La resistenza incognita in serie con la resistenza di portata del commutatore $S_2$ forma un divisore della tensione della batteria. Sul voltmetro a valvola si misura la caduta di tensione ai capi della resistenza incognita. In serie allo strumento vi è una resistenza $R_{25}$ che ha lo scopo di riportare a fondo scala lo strumento per ogni valore, entro certi limiti, della tensione della batteria. Un'altra resistenza $R_{11}$ in serie alla pila serve a compensare l'aumento della resistenza della pila coll'esaurirsi. La scala $R \times 1$ è tarata direttamente in ohm ed è tracciata secondo la formula:

$$\text{deviazione in } \% = \frac{R}{R + 10} \cdot 100.$$

La messa a punto iniziale va fatta sulla portata × 1 regolando prima la $R_{25}$ in modo da portare l'indice dello strumento a fondo scala, poi inserendo come $R_x$ una resistenza tarata di 10 ohm e regolando $R_{11}$ in modo da far coincidere la deviazione col valore indicato. I successivi azzeramenti si faranno con $R_{25}$ e solo ogni tanto con $R_{11}$. Prove sperimentali sulla accuratezza di tutto l'ohmetro per mezzo di resistenze campioni hanno dato errori non superiori al 3% sul valore indicato.

*Voltmetro c. a.* (Posizione 3 del commutatore $S_1$). Le portate sono le stesse di quelle del voltmetro per c. c. Si ha per esso l'aggiunta in circuito di un diodo rettificatore che raddrizza la tensione alternata in esame, e di un gruppo $R_2$ $C_2$ che la livella, questa tensione viene così applicata al voltmetro a valvola per c. c. Le deviazioni dello strumento



sono quindi proporzionali al valore massimo della c. a. La scala è però tarata in valori efficaci per una corrente sinusoidale.

Vi è inoltre un circuito costituito da una pila e da un potenziometro $R_3$ per bilanciare il potenziale di contatto di circa 1 volt sviluppato nel diodo rettificatore.

*Amperometro.* La misura di correnti da 10 m A a 0,1 μA fondo scala è possibile mediante una cassetta di derivatori. Facendo tali misure è bene ricordare che telaio e pannello dell'apparecchio sono sotto tensione; sono state ad ogni modo poste sui conduttori due resistenze da 10 MΩ per rendere non pericoloso un eventuale contatto dell'operatore con l'alta tensione.

*Stabilità.* Il volt-ohmmetro è stato provato per variazioni della tensione di linea da 110 a 120 volt ottenendo differenze sui valori indicati del $\pm 2\%$ rispetto a quelli reali; per tensioni di 105 e 125 V l'errore non supera il $\pm 5\%$. Converrà apportare correzioni allo strumento quando si lavori a lungo con tensioni di linee diverse da 115 volt. Il consumo dell'apparecchio è di 18 Watt con 117 volt.

*Realizzazione.* È stato scelto per i lati bassi un doppio triodo del tipo 6F8G in luogo della 6SN7 o 7N7 più diffuse perchè, essendo nella 6F8 l'attacco di griglia posto sul bulbo, l'isolamento è molto migliore. L'altra 6F8 è stata scelta per ridurre il numero dei tipi di valvole usate. Per la stessa ragione è stata adottata la 6H6 oltre che come rettificatrice per il voltmetro a c. a. anche come raddrizzatrice di corrente data la limitata potenza anodica richiesta. (3 m A con 300 volt c. c.). Inoltre è così possibile avere un unico avvolgimento per l'accensione dei filamenti. Per il filtraggio della corrente raddrizzata è sufficente un condensatore da 10 μF 450 volt. Si è ridotta con una resistenza $R_{22}$ la tensione di accensione della prima 6F8 per limitare la corrente di griglia.

Le resistenze $R_{20}$ e $R_{21}$ devono essere più uguali possibile. Il potenziometro $R_{19}$ serve a bilanciare il ponte; se tale bilanciamento è impossibile con la $R_{19}$ si cercherà di trovare altre 6F8 che abbiano caratteristiche più simili. Particolare cura deve essere posta nell'isolamento delle griglie delle 6F8 e dei commutatori sia rispetto agli altri collegamenti sia verso la massa. Il conduttore per la misura di c. c. va fatto con un cavetto schermato unico del tipo da microfono e terminante con una resistenza da 1 MΩ. Lo schermo va prolungato oltre questa resistenza.

*A. D. F.*

## CORSO DI PERFEZIONAMENTO DEL POLITECNICO DI TORINO

Si sta svolgendo, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » il *Corso di perfezionamento in Elettrotecnica* del Politecnico di Torino. Esso è diviso in due Sezioni: *Costruzioni elettromeccaniche* e *Comunicazioni Elettriche*.

Tale Corso che ha come fondamento gli insegnamenti di *Elettrotecnica Generale, Elettrotecnica Complementare, Misure Elettriche, Impianti Elettrici, Costruzioni Elettromeccaniche, Comunicazioni Elettriche, Trazione Elettrica* dei corsi regolari per Ingegneria Elettrotecnica, consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria ed in fisica e possono venire ammessi ufficiali di Artiglieria, Genio, Marina e Aereonautica che abbiano superati gli esami dei rispettivi Corsi di Applicazione anche se sprovvisti di laurea in ingegneria.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgeranno durante le sessioni estiva ed autunnale. La prova finale si svolgerà nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato avrà svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Oltre che come semplici iscritti, si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni con orario normale. Questi seguiranno l'attività del Reparto dell'Istituto cui saranno assegnati.

Ai più meritevoli allievi interni potranno essere assegnate borse di studio di L. 20.000 ognuna divise in 10 mensilità. Potranno essere concessi premi agli allievi che se ne dimostrassero particolarmente meritevoli. L'esito del Corso potrà essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Il Corso comprende i seguenti insegnamenti:

Corsi comuni:

| | |
|---|---|
| *Complementi di misure elettriche* | P. Lombardi |
| *Teoria generale dei circuiti elettrici* | G. Zin |

Sezione Costruzioni Elettromeccaniche:

| | |
|---|---|
| *Macchine rotanti speciali. Misure e prove alle alte tensioni* | A. Carrer |
| *Complementi di impianti elettrici* | A. Dalla Verde |
| *Materiali per impianti elettrici* | A. Brambilla |
| *Apparecchi ionici* | C. Costadoni |

Sezione Comunicazioni Elettriche:

| | |
|---|---|
| *Propagazione - Antenne - Radiotrasmettitori* | M. Boella |
| *Tubi elettronici - Misure radiotecniche* | A. Pinciroli |
| *Radioricevitori* | G. Dilda |
| *Comunicazioni su filo* | A. Ferrari Toniolo |
| *Elettroacustica* | A. Gigli |

I corsi monografici e le conferenze riguardano principalmente i seguenti argomenti: Oscillatori e circuiti per microonde (*M. Abele*); Prove e misure sui radioricevitori e misure di campo (*C. Egidi*); Prove e misure sui radiotrasmettitori e sulle antenne (*G. Gregoretti*); Prove sui microfoni e altoparlanti (*G. B. Madella*); Telefonia a correnti vettrici (*E. Soleri*); Trasformatori di misura (*G. Torzo*); Misure sui materiali elettrotecnici (*V. Zerbini*).

## PUBBLICAZIONI PERVENUTECI

G. Dilda: *Radiotecnica. Radiocomunicazioni e Radioapparati.* **Vol. II. Terza edizione, in sedicesimo di 377 XV pagine, con 247 figure. Edito da Levrotto e Bella, Torino, novembre 1945. L. 400.**

U. Tiberio: *Introduzione alla radiotelemetria* **(Radar). Volume in sedicesimo di 277 pagine, con 137 figure. Edito dalla Rivista Marittima, Roma, 1946. L. 300.**

G. B. Angeletti: *Note di servizio* **(Radio Service). Seconda edi-**

zione, in sedicesimo di 350 pagine, con 400 figure. Edito da Radio Industria, Milano, 1946. L. 420.

S. De Gregorio: *Radio Cinema Televisione.* Volume in sedicesimo di 154 pagine, con 33 figure. Edito da La Prora, Milano, 1946.

*Radio News.* XXXIV, n. 4, ottobre 1945.

*The General Radio Experimenter.* XIX, n. 10, 11, marzo, aprile 1945; XX, n. 1, 2-3, 4, 5, 6-7, giugno, luglio-agosto, settembre, ottobre, novembre-dicembre 1945; XX, n. 8, 9, gennaio, febbraio 1946.

*Il radio giornale.* XXIV, n. 1, 2, gennaio-febbraio, marzo-aprile 1946.

*Tecnica elettronica.* I, n. 1, aprile 1946.

*Radio industria.* X, n. 112, 113, 114 in un fascicolo, luglio-dicembre, 1944 (uscito in aprile 1946).

*L'Antenna.* XVII, numero unico, novembre-dicembre 1945.

Opuscolo Geloso n. 1/46: *Amplificatore portatile a valigia G-5V.*

*Radio bollettino Microson.* N. 1, uscito in febbraio 1946.

U. Tiberio: *I Radiotachimetri.* Estratto da « Ricerca scientifica e ricostruzione », XV, n. 5, dicembre 1945.

*Tracciati - Rassegna tecnica della ricostruzione.* I, n. 1, 2, 3-4, gennaio, febbraio, marzo-aprile 1946.

*Bollettino dell'U. T. I.* (Unione Tecnici Italiani). N. 2, 3, 4, 5, 6, 1945 e 1946.

*Geofisica pura e applicata.* VIII, n. 1-2, 1946, in un fascicolo.

Volker Fritsch: *Influenza delle condizioni geoelettriche sulla caduta del fulmine.* Estratto da « Geofisica pura ed applicata », I, n. 3-4, 1939.



TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO